



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Desempenho de Novas Formas de Onda para Canais Submarinos

Daniel Rodrigues de Luna

Orientador: Vicente A. de Sousa Jr.

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M530
Natal, RN, 05 de Julho de 2018

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Luna, Daniel Rodrigues de.

Desempenho de novas formas de onda para canais submarinos /
Daniel Rodrigues de Luna. - 2018.
65 f.: il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande
do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2018.

Orientador: Prof. Dr. Vicente Ângelo de Sousa Júnior.

1. Comunicações submarinas - Dissertação. 2. OFDM -
Dissertação. 3. FSK - Dissertação. 4. GFDM - Dissertação. 5.
BELLHOP - Dissertação. I. Sousa Júnior, Vicente Ângelo de. II.
Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.39:551.46



Universidade Federal do Rio Grande do Norte
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO**

ATA Nº 530

Ao dia 05 do mês de julho do ano de dois mil e dezoito, foi realizada a 530ª sessão de defesa de dissertação de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, na qual o mestrando Daniel Rodrigues de Luna apresentou o trabalho que tem como título: Desempenho de novas formas de onda para canais submarinos. A sessão teve início às 09h00min, tendo a banca examinadora sido constituída pelos seguintes participantes: Vicente Ângelo de Sousa Junior (Dr. UFRN, Orientador), José Patrocínio da Silva (Dr. UFRN Examinador Interno ao Programa) e Álvaro Augusto Machado de Medeiros (Dr. UFJF, Examinador Externo à Instituição). Após a apresentação do trabalho e o exame pela banca, o mestrando foi considerado APROVA DO, tendo sido lavrada a presente ata, que vai assinada pelos examinadores e pelo mestrando. A versão final da dissertação deverá ser entregue ao programa, no prazo máximo de 60 dias, contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. Conforme o Artigo 49 da Resolução 197/2013 - CONSEPE, o candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.

Dr. ÁLVARO AUGUSTO MACHADO DE MEDEIROS, UFJF

Examinador Externo à Instituição

Dr. JOSE PATROCINIO DA SILVA, UFRN

Examinador Interno

Dr. VICENTE ANGELO DE SOUSA JUNIOR, UFRN

Presidente

DANIEL RODRIGUES DE LUNA

Mestrando

Agradecimentos

Ao meu orientador, professor Vicente, sou grato pela orientação.

Aos demais colegas de pós-graduação, pelas críticas e sugestões.

À minha família pelo apoio durante esta jornada.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

O presente trabalho de Mestrado tem como objetivo realizar um estudo sobre o desempenho de técnicas de modulação e multiplexação modernas no canal acústico submarino. Inicialmente, é introduzido o que é a comunicação submarina e suas formas de comunicação existentes. Em seguida, os principais efeitos que um canal submarino está sujeito e suas respectivas formulações são apresentados, assim como o conjunto de modelos bem aceitos pela academia, os modelos de Bellhop. O trabalho se baseia na proposta de usar as formas de onda OFDM e GFDM como alternativa a forma de onda clássica usada em comunicações submarinas, a FSK. Um simulador de enlace foi desenvolvido e, por meio dele, são apresentadas análises de valor agregado para diferentes configurações das formas de ondas e manifestações de canal implementadas. O desempenho é acessado por meio de curvas de BER (taxa de erro de bits) para vários níveis de E_b/N_0 . Por fim, são apresentadas as produções oriundas do trabalho e suas perspectivas, elucidando a conformidade entre a simulação e as curvas teóricas, bem como o trabalho desafiador que é transmitir em alta taxa de transmissão no canal submarino.

Palavras-chave: Comunicações submarinas, OFDM, FSK, GFDM, Bellhop.

Abstract

The aim of this work is to study the performance of modern modulation and multiplexing techniques over submarine acoustic channel. Initially, what is underwater communication and its existing forms of communication is introduced. Then, the main effects that a submarine channel is subject and their respective formulations are presented, as well as the set of models well accepted by the academy, Bellhop models. The work is based on the proposal to use the OFDM and GFDM waveforms as an alternative to the classical waveform used in submarine communications, the FSK. A link simulator was developed and, through it, value-added analyzes are presented for different waveform configurations and channels implemented. Performance is accessed through bit error rate (BER) curves for various levels of E_b/N_0 . Finally, the work produced and its perspectives are presented, elucidating the conformity between the simulation and the theoretical curves, as well as the challenging work that is to transmit in high rate of transmission in the submarine channel.

Keywords: Submarine communication, OFDM, FSK, GFDM, Bellhop.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
1 Introdução	1
1.1 Aplicações e Principais Desafios	1
1.2 Alternativas para a Comunicação Submarina	3
1.2.1 Comunicação via Ondas Eletromagnéticas	3
1.2.2 Comunicação Óptica Sem Fio	4
1.2.3 Comunicação via Indução Magnética	4
1.2.4 Comunicação Acústica	5
1.3 Comentários Finais e Proposta de Análise de Desempenho	6
Lista de Símbolos e Abreviaturas	1
2 Canal Acústico Submarino	7
2.1 Efeitos de Larga-Escala	8
2.1.1 Modelo Simplificado da Milica	8
2.1.2 Bellhop	10
2.2 Efeitos de Pequena-Escala	11
2.3 Ruído	13
2.4 Comentários Finais	14
3 Formas de Onda para Comunicação Submarina	15
3.1 OFDM - <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	16
3.2 GFDM - <i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>	17
3.3 FSK - <i>Frequency Shift Keying</i>	20
4 Descrição do Simulador	22
4.1 Simulador de Enlace	22
4.1.1 FSK com Recepção Coerente	22
4.1.2 FSK com Recepção Não-Coerente	25
4.1.3 OFDM sem formatação de pulso e estimação ideal	27
4.1.4 OFDM com Formatação de Pulso e Estimação de Símbolo por Piloto e Equalização MMSE e LS	27

4.1.5	GFDM com recepção MF, ZF e MMSE	30
4.2	Canais Implementados	31
5	Resultados e Discussões	39
5.1	Desvanecimento de Larga Escala	39
5.2	Desvanecimento de Larga e Pequena Escalas	43
5.2.1	Desvanecimento de Larga e Pequena Escalas com Doppler	45
5.3	Comentários Finais	49
6	Produção e Perspectivas	51
6.1	Produtos Tangíveis	51
6.2	Perspectivas do trabalho	52
	Referências bibliográficas	53

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de operação de uma rede submarina.	3
2.1	Perfil da velocidade do som.	7
2.2	Ilustração dos multipercursos da onda acústica.	9
2.3	Ilustração dos multipercursos da onda acústica utilizando o Bellhop. . . .	11
3.1	Ilustração do sinal OFDM no tempo para diferentes suportes.	16
3.2	Ilustração de uma sequência de símbolos CP-OFDM no tempo.	17
3.3	Ilustração de um símbolo CP-OFDM e CP-GFDM no tempo.	18
3.4	Ilustração da Matriz A do GFDM para $M = 9$ subsímbolos e $K = 8$ subportadoras.	19
3.5	Forma de onda da modulação FSK.	21
4.1	Diagrama de blocos genérico para os simuladores implementados.	23
4.2	Valores de Covariância da sequência conhecida com a sequência recebida pelo transmissor para uma primeira simulação	23
4.3	Valores de Covariância da sequência conhecida com a sequência recebida pelo transmissor para uma segunda simulação	25
4.4	Diagrama de Blocos do FSK com recepção não-coerente.	25
4.5	BER vs. E_b/N_0 para o simulador 3.	27
4.6	Valores de Covariância para uma simulação OFDM	30
4.7	Diagrama de blocos da geração de h para os canais eletromagnéticos. . . .	33
4.8	Diagrama de blocos da geração de h para os canais submarinos.	33
4.9	Magnitude da resposta em frequência do canal TDL.	34
4.10	Magnitude da resposta em frequência do canal TDL a 3km/h.	35
4.11	Magnitude da resposta em frequência do canal TDL a 120km/h.	35
4.12	Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com apenas os efeitos de larga escala.	35
4.13	Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com os efeitos de larga escala e pequena escala.	36
4.14	Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com os efeitos de larga e pequena escala com Doppler.	36
4.15	Função temporal de correlação cruzada do canal TDL e canal Submarino LS e LS com multipercursos.	37
4.16	Função temporal de correlação cruzada do canal submarino LS (Modelo Bellhop) e SS com Doppler e Canal TDL com Doppler para as duas velocidades definidas.	38

5.1	Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) para canal TDL sem o uso de prefixo cíclico.	41
5.2	Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) para canal TDL com o uso de prefixo cíclico.	42
5.3	Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) para canal submarino de larga escala sem o uso de prefixo cíclico.	42
5.4	Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) para canal submarino de larga escala com o uso de prefixo cíclico.	43
5.5	FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.	44
5.6	FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.	44
5.7	FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.	45
5.8	FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal Submarino de larga e pequena escala para $T_s = 1$ s.	46
5.9	BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo pedestre para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes.	46
5.10	BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo veicular para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes.	47
5.11	BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo veicular para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes com o uso de prefixo cíclico.	48
5.12	FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.	48
5.13	FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.	49
5.14	FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.	50

Lista de Tabelas

1.1	Comparação das alternativas para comunicação submarina.	6
4.1	Funcionalidades implementadas nos simuladores FSK.	26
4.2	Funcionalidades implementadas nos simuladores.	31
4.3	Parâmetros dos Canais Eletromagnéticos implementados.	34
4.4	Parâmetros dos Canais Submarinos implementados.	34
5.1	Parâmetros genéricos dos simuladores.	40
5.2	Parâmetros dos simuladores por canal.	40

Capítulo 1

Introdução

Este Capítulo tem como objetivo dissertar sobre o que é a comunicação submarina, suas principais aplicações e desafios. Inicialmente, é discutido o que move o desenvolvimento da comunicação submarina, bem como as principais aplicações e algumas situações em que esse tipo de comunicação é necessária.

1.1 Aplicações e Principais Desafios

A Terra é um planeta cujo dois terços da superfície são cobertos por água e seus oceanos representam uma das últimas fronteiras para exploração e para a ciência. Além de servir como fonte de informações para os estudos do clima, da vida marinha, da história do planeta e de possíveis fontes de energia a ser ainda exploradas, os oceanos ainda servem como rota para o comércio internacional e a indústria de pesca. Adicionalmente, a exploração oceânica tem sido reconhecida como um passo-chave no sentido de obter um profundo entendimento e sustentabilidade da vida por meio de observações dos diversos sistemas oceânicos [Heidemann et al. 2008].

É nesse sentido que há diversas iniciativas e projetos com objetivo de entender o funcionamento, a mecânica e a proteção dos sistemas oceânicos. Uma delas é o Projeto Sea-Web, que é uma ONG de proteção do meio ambiente oceânico com a missão de dar suporte, fortalecer e financiar eventos que tenham como objetivo reverter o processo de destruição dos mares [Foundation 2018]. Há projetos, no entanto, que focam na proteção, comércio e monitoramento, como o projeto *Sea-Web: The ultimate marine online database* (Sea-Web: O definitivo banco de dados marítimo online) da plataforma de informação e comércio IHS Markit. Ele é um banco de dados online que integra movimentos, inteligência marítima e discernimento sobre possíveis comércio entre portos, além do monitoramento de navios, portos, trajetos, companhias e notícias de transporte seguro, rentável e eficiente [Markit 2018]. Portanto, aplicações e atividades oceânicas já existem, tendo como foco as comunicações de superfície.

Um ponto a se levantar quando se trata de comunicações submarinas é a extensão territorial dos países com foco no mapeamento da costa e de seus recursos naturais. No Brasil, já há associações e estudos que estimulam a exploração e monitoramento da vida marinha, como a ABED (Associação Brasileira de Estudos de Defesa). Essa entidade promove a cada dois anos um congresso nas áreas de direito, história e ensino, o

ENABED (Encontro Nacional da Associação Brasileira de Estudos de Defesa). Ele reúne trabalhos que mostram o potencial da costa brasileira [ABED 2018]. Das dezenas de trabalhos feitos no último congresso, o IX ENABED em 2016, dois merecem destaque, pois mostram o potencial de exploração da costa brasileira: 1) Segurança, Defesa e Cooperação Marítima – Um estudo de Caso da CPLP, que discorre sobre cooperação entre os países de língua portuguesa na defesa do oceano atlântico sul, combatendo ameaças intelectuais, contrabando e entrada ilegal de mercadorias, apontando a tecnologia de ponta como solução para esses problemas [Silva 2016]; e 2) Investigação Científica Marinha e Atividades Militares, que discorre sobre o investimento militar em defesa para possibilitar investigações científicas [NETO 2016].

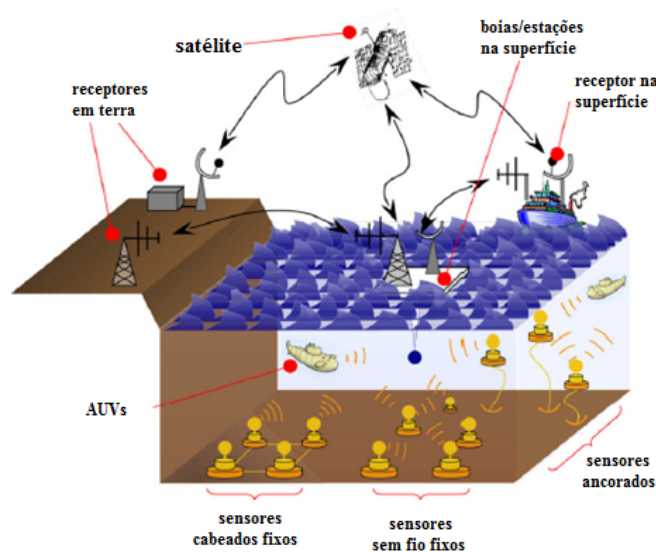
Há várias referências também na disparidade de tecnologias e motivações entre alguns países, como, por exemplo, os EUA e o Brasil. Esses dois trabalhos mostram a necessidade de pesquisa brasileira nessa área, com objetivos claros de defesa e exploração semelhante ao que é encontrado nos Estados Unidos da América. Lá, a Agência de Projetos Avançados de Pesquisa para Defesa (DARPA) lançou o programa Hydra, cujo objetivo é desenvolver uma rede distribuída de sensores submarinos com plataformas e veículos não-tripulados para complementar as funções das embarcações tripuladas [Naval Drones 2018].

Portanto, nas últimas décadas, tem-se visto um crescente interesse pelo mundo subaquático, principalmente, relacionado à pesquisa marinha, oceanografia, exploração de petróleo em águas profundas e defesa. Isso tem instigado pesquisadores ao redor do mundo a desenvolver mecanismos de comunicação nessa área, movendo o desenvolvimento de redes de comunicação submarinas. As aplicações podem ter diferentes características: fixas ou móveis, maior ou menor autonomia de bateria, entre outras.

As redes de sensores submarinos são em sua maioria estáticas, ou seja, os nós de comunicação são fixos no mar por meio de ancoradouros ou boias [Heidemann et al. 2006, Stojanovic 2006]. Também podem ser semimóveis, que são caracterizadas por estarem fixas para um uso temporário, normalmente horas ou dias. E há também os dispositivos móveis, com sensores acoplados a um AUV (*Autonomous Underwater Vehicle*). Eles são úteis devido sua mobilidade e grande capacidade de sensoramento, porém possuem alguns desafios técnicos a serem vencidos, tais como: a localização e a manutenção da conexão durante a operação [Heidemann et al. 2006]. Com esses três tipos de configuração pode-se representar uma rede de comunicação subaquática por meio da Figura 1.1. Ela mostra como uma rede submarina seria implantada com dispositivos estáticos, semimóveis e móveis submersos, comunicando-se uns com outros e com um receptor acoplado a boias, plataformas ou navios que, por sua vez, comunicam-se por rádio frequência e/ou comunicação por satélite com outras estações na superfície do oceano ou em terra.

No que se refere à comunicação submersa, os dispositivos se comunicam entre si e outras estações por meio de uma das tecnologias sem fio disponíveis. Embora a utilização de cabos traga confiabilidade na transmissão e na recepção dos dados, limita a mobilidade e aumenta o custo da rede. Adicionalmente, o meio traz desgastes ao cabo, que precisa de constante manutenção e substituição.

Figura 1.1: Exemplo de operação de uma rede submarina.



Fonte: Adaptado de [Heidemann et al. 2006].

Geralmente, a comunicação submarina se dá ponto-a-ponto e espera-se para o futuro ser possível a implantação de redes autônomas para observação oceânica, redes de sensoriamento e frotas de AUVs, como mostrado na Figura 1.1 [Stojanovic 2006].

1.2 Alternativas para a Comunicação Submarina

No intuito de desenvolver as aplicações citadas na Seção 1.1, vários pesquisadores ao redor do mundo vêm concebendo novas técnicas de comunicação e/ou aprimorando algumas antigas. Destacam-se, por exemplo, a comunicação submarina por ondas eletromagnéticas, extremamente utilizada na comunicação sem fio pelo ar; e a comunicação óptica, utilizada em vários enlaces comerciais via em fibras ópticas. Há ainda comunicação por indução magnética, um novo paradigma estabelecido com pesquisas ainda em sua fase inicial [Guo et al. 2017]. Por fim, a comunicação acústica, atualmente a bem aclamada pela academia e indústria, pois permite comunicação a longa distância.

1.2.1 Comunicação via Ondas Eletromagnéticas

A utilização de ondas eletromagnéticas (EM) na comunicação submarina tem sido atrativa principalmente pela possibilidade de aumento da taxa de transmissão com o uso de ondas de frequências mais altas. Contudo, os experimentos apontam que as ondas eletromagnéticas são severamente atenuadas no meio subaquático nos primeiros 10 m [Uribe & Grote 2009].

Uma possível solução seria a utilização de frequências baixas, porém isso requereria

antenas maiores e seu uso não seria prático para dispositivos móveis, uma vez que, por exemplo, para uma comunicação à 50 MHz, uma antena linear transmissora teria ao menos dois metros [Akyildiz et al. 2015]. Uma outra vantagem, além das altas taxas de transmissão, é a velocidade de propagação, em torno de $3,33 \cdot 10^7$ m/s, reduzindo assim os atrasos de propagação (por exemplo, se comparada a comunicação acústica).

Como principal desvantagem, as ondas EM não cobrem grandes distâncias, ficando reduzidas à no máximo 100 m [Uribe & Grote 2009, Akyildiz et al. 2015]. Contudo, caso seja desenvolvida uma rede sem fio densa, a distância pode não ser um grande empecilho para esse tipo de comunicação.

1.2.2 Comunicação Óptica Sem Fio

Considerada também um dos possíveis tipos de comunicação a serem desenvolvidos para o mundo subaquático, a comunicação óptica sem fio é possível na água, especialmente, utilizando os comprimentos de onda azul e/ou verde, uma vez que sofrem menos atenuação na água quando comparada com outras cores [Jaruwatanadilok 2008]. Possui algumas características como uma alta taxa de transmissão, devido à grande largura de banda, e a comunicação em alta frequência.

Suas principais desvantagens são: o espalhamento, que resulta em interferência inter-simbólica (ISI); e a absorção do sinal óptico pelo meio, resultando em pequeno alcance [Akyildiz et al. 2015, Cox et al. 2012]. O espalhamento é responsável principalmente pela atenuação do sinal óptico, reduzindo a relação sinal-ruído (SNR) e distorcendo a forma de onda, causando a ISI. O fenômeno da absorção é devido ao ruído de segundo plano (*background*) e as partículas suspensas que estão presentes na água do mar [Akyildiz et al. 2015].

Em relação às vantagens, em determinadas condições, pode-se ter taxas de transmissão, teoricamente, entre 100 Mbps e 1 Gbps [Jaruwatanadilok 2008]. Além disso, a velocidade de propagação da luz na água resulta em baixo atraso, havendo algumas situações em que o alcance chega a 425 m [Jaruwatanadilok 2008].

1.2.3 Comunicação via Indução Magnética

Proposta apresentada em [Akyildiz et al. 2015], a comunicação por indução magnética (IM) possui características interessantes para a comunicação submarina. Atraso de propagação desprezível, resposta ao impulso do canal previsível e altas taxas de transmissão são apenas algumas das vantagens da comunicação por indução magnética.

Segundo [Akyildiz et al. 2015], o atraso desprezível é consequência da velocidade de propagação, a mesma das ondas eletromagnéticas. A resposta ao impulso do canal não é influenciada por efeitos normalmente relacionados à comunicação acústica ou óptica, como o efeito Doppler ou espalhamento. Além disso, a função de transferência independe de muitas características específicas da água, mas é influenciada fortemente pela condutividade da água. As altas taxas de transmissão são justificadas pela frequência de operação, que está na faixa dos MHz. E ainda, por utilizar a variação do campo magnético para gerar os sinais, não há alteração no meio, dessa forma tem-se um modo

de operação discreto [Akyildiz et al. 2015]. Contudo, seu alcance é bastante reduzido.

Por ser um tipo de comunicação que foi proposta em 2015, foram feitas poucas pesquisas no sentido de caracterizar e estimar o canal, bem como explorar o efeito do ruído *background*. Porém, testes realizados em [Akyildiz et al. 2015] mostram que a comunicação por indução magnética parece ser bastante promissora.

1.2.4 Comunicação Acústica

A mais promissora dos tipos pesquisados de comunicação submarina, principalmente para telecomunicações, a comunicação acústica utiliza o som como meio para transmissão de dados. A comunicação acústica exibe atraso de propagação significativo, com um canal com comportamento variante e baixas taxas de transmissão, que são causados por multipercursos, efeito Doppler e pela variação das características da água como salinidade, temperatura e pressão [Akyildiz et al. 2015, Qarabi & Stojanovic 2013]. Por outro lado, o alcance é da ordem de quilômetros.

Por ser a mais pesquisada, muitos dos comportamentos do som na água já são conhecidos e, conseqüentemente, análises de um sistema de comunicação acústica submarina implementado em simuladores podem ser feitas e materializadas em artigos científicos. Contudo, por enquanto, não há modelos de atenuação padronizados para todas situações de propagação, por isso é crescente o número de trabalhos procurando estimar o canal em ambientes selecionados e validá-los por meio de modelos de caracterização de medidas.

Algumas características da água e do som devem ser levadas em consideração ao se caracterizar o canal, tais como: a velocidade de propagação do som na água, em média 1500 m/s, e a frequência de operação do som, que é da ordem de kHz, o que implica em uma pequena largura de banda e baixas taxas de transmissão [Stojanovic 2006]. Além disso, as leis da propagação acústica, que estão relacionadas com a dependência da frequência na atenuação e as reflexões do som na superfície e fundo do oceano, devem ser respeitadas [Stojanovic & Preisig 2009]. Similar ao canal rádio móvel, pode-se caracterizar o canal acústico tendo como base dois efeitos: os de pequena e larga escalas. Os de larga escala estão relacionados com efeitos que envolvem distâncias da ordem de muitos comprimentos de onda e, analogamente, os de pequena escala, envolvem distâncias da ordem de poucos comprimentos de onda [Qarabi & Stojanovic 2013]. Esses efeitos são discutidos nos próximos capítulos.

O que torna a comunicação acústica tão promissora é principalmente seu grande alcance. É sabido que os oceanos do planeta são imensos, com diversos tipos de relevos, alguns com profundidade da ordem de quilômetros e, devido a essa imensidão, desenvolver uma rede sem fio densa, utilizando uma comunicação de curto alcance é, na maioria das vezes, inviável. Dessa forma, a alternativa seria o desenvolvimento de aplicações que utilizem o som como forma de comunicação.

1.3 Comentários Finais e Proposta de Análise de Desempenho

Os quatro tipos de comunicação apresentados neste capítulo têm suas vantagens e desvantagens resumidas na Tabela 1.1, além de sumarizadas suas principais características.

Tabela 1.1: Comparação das alternativas para comunicação submarina.

Tipos de Comunicação	Velocidade de Propagação (m/s)	Taxa de Transmissão	Alcance (m)	Principais Características do Canal
Ondas EM	$3,33 \cdot 10^7$	Mbps	Até 100 m	Condutividade e Multipercurso
Ondas Ópticas	$3,33 \cdot 10^7$	Mbps	Até 425 m	Espalhamento, Linha de Visada, Ruído Ambiente (Luz)
Ondas IM	$3,33 \cdot 10^7$	Mbps	Até 100 m	Condutividade
Ondas Acústicas	1500	kbps	km	Multipercurso, Doppler, Temperatura, Pressão, Ruído Ambiente (som)

Fonte: Com informações de [Akyildiz et al. 2015].

É fácil notar que a comunicação acústica submarina possui maior alcance dentre as analisadas, por esse motivo é a comunicação com maior destaque atualmente, apesar de vencer as manifestações do canal e a limitação clara de largura de banda serem desafios complexos.

Este trabalho se concentrará em analisar as principais técnicas de modulação e multiplexação modernas e clássicas aplicadas ao canal acústico submarino que possam permitir uma comunicação segura, confiável e rápida. A análise feita neste trabalho focará em acessar o desempenho das formas de onda FSK (*Frequency Shift Keying*), OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) por meio da análise parametrizada da taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) no canal acústico submarino. Assim, será explorado juntamente com essa temática, possíveis técnicas de equalização, respeitando sempre o compromisso entre o tempo de coerência do canal, a banda de coerência do canal, o número de subportadores, a largura de banda e o tempo do símbolo.

No Capítulo 2, a caracterização do canal baseada no trabalho de [Qarabi & Stojanovic 2013] será feita, assim como as premissas do algoritmo *Bellhop* do *Acoustic Toolbox* [of Naval Research 2018], cujo canal é modelado baseado na técnica de traçados de raios. Em seguida, as técnicas de modulação e multiplexação estudadas neste trabalho são introduzidas no Capítulo 3.

A descrição do simulador e dos canais analisados é feita no Capítulo 4, enquanto que no Capítulo 5 é feita a apresentação dos resultados. Seguindo a metodologia clássica de avaliação de enlace, o desempenho é acessado por meio das curvas *BER* vs. E_b/N_0 para diferentes efeitos de desvanecimento e configurações do sistema.

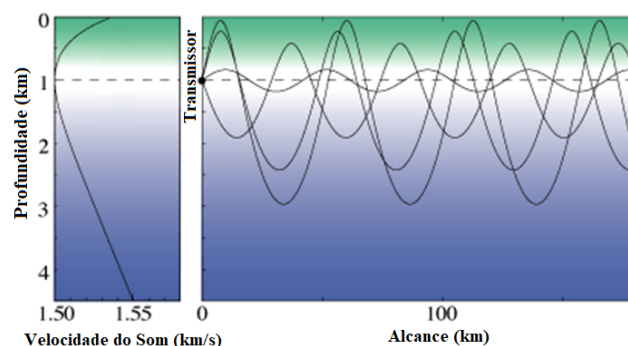
Por fim, o Capítulo 6 apresenta as produções oriundas de desdobramentos deste trabalho e perspectivas de futuros trabalhos.

Capítulo 2

Canal Acústico Submarino

Neste Capítulo será apresentada a modelagem do canal acústico submarino considerando os efeitos de larga e pequena escalas. Para este tipo de canal, os efeitos de larga escala compreendem o multipercurso, cada um com seu atraso de propagação, e a incerteza da geometria do sistema [Stojanovic & Preisig 2009], enquanto que os efeitos de pequena escala englobam um refinamento do espalhamento por multipercursos, além do efeito doppler [Qarabi & Stojanovic 2013]. As formulações apresentadas neste trabalho são baseadas na física de propagação e absorção das ondas sonoras no meio oceânico, oriundos de produções já aceitas na comunidade científica como os livros *Fundamentals of Ocean Acoustics* e *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications* [Berkhovskikh & Lysanov 1982, Lurton 2010]. Um dos efeitos mais desafiadores de se modelar é a variação da velocidade de som conforme os características do meio mudam como a temperatura, salinidade e pressão. Quando há alguma variação de alguma variável com o aumento da profundidade, esse comportamento é chamado de perfil do som. A Figura 2.1 mostra o perfil de velocidade do som básica para um oceano aberto de grande profundidade localizado entre o equador e polo Norte ou Sul. Neste perfil, a temperatura diminui ao mesmo tempo que a coluna d'água e a pressão aumentam.

Figura 2.1: Perfil da velocidade do som.



Fonte: Adaptado de [?].

2.1 Efeitos de Larga-Escala

De acordo com [Qarabi & Stojanovic 2013], os efeitos de larga escala de um sinal acústico são aqueles responsáveis pelas variações dos percursos causados pela incerteza da exata da geometria do sistema, tais como distância entre os transceptores, alturas das marés e etc. Por essa razão, diferentemente dos canais sem fio tradicionais, o multipercurso para canais acústicos submarinos é modelado também nos efeitos de larga escala. Nas Seções 2.1.1 e 2.1.2 são apresentados os dois modelos para os efeitos de larga escala propostos na literatura e que foram validados com medidas reais, sendo muito utilizados em trabalhos da área: Modelo Simplificado da Milica [Qarabi & Stojanovic 2013] e Modelo Bellhop [Gul et al. 2017].

2.1.1 Modelo Simplificado da Milica

A caracterização estatística a seguir foi baseada nos trabalhos de [Qarabi & Stojanovic 2013] que, por sua vez, foi inspirada nas formulações do livro *Fundamentals of Ocean Acoustics* [Berkhovskikh & Lysanov 1982]. O alvo desse modelo é escrever a função de transferência do canal $H(f)$, como uma soma de múltiplos percursos. Assim, seja a função de transferência de cada percurso p dada por [Qarabi & Stojanovic 2013]:

$$H_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(l_p, f)}}, \quad (2.1)$$

em que $A(l_p, f)$ é a atenuação do percurso p devido à separação l_p entre transmissor e receptor, a qual depende da frequência f da portadora; e Γ_p é o coeficiente de reflexão acumulativo. Ele é determinado pelo número de reflexões na superfície n_{sp} e no fundo do mar n_{bp} . Da Equação (2.1), a atenuação do percurso é dada por,

$$A(l_p, f) = A_o l_p^k a(f)^{l_p}, \quad (2.2)$$

em que A_o é uma constante escalar, k é o fator de espalhamento geométrico, cujos valores dependem da geometria de propagação considerada, variando entre 1 (cilíndrica) e 2 (esférica). O termo $a(f)$ é chamado de coeficiente de absorção, medido em dB/km, e obtido pela equação empírica de Thorp [Berkhovskikh & Lysanov 1982]. A fórmula de Thorp, mostrada na Equação (2.3), é definida como a intensidade decrescente do som através do percurso entre os nós de origem e destino válida para valores de f abaixo de 50 kHz [Berkhovskikh & Lysanov 1982, ?].

$$10 \cdot \log_{10} a(f) = 0,11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2,75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0,003. \quad (2.3)$$

Ainda na Equação (2.1), o coeficiente de reflexão acumulativo Γ_p é calculado como:

$$\Gamma_p = \gamma_s^{n_{sp}} \gamma_b^{n_{bp}}(\theta), \quad (2.4)$$

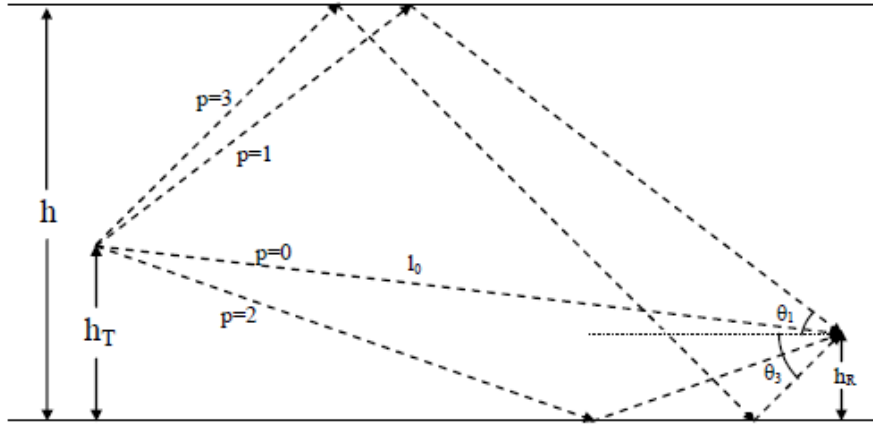
em que γ_s é o coeficiente de reflexão na superfície ($\gamma_s = -1$, no caso ideal); e γ_b é o coeficiente de reflexão no fundo do oceano, sendo função do ângulo de incidência da

onda θ , e pode ser modelado por:

$$\gamma_b(\theta) = \begin{cases} \frac{\rho_b \sin(\theta) - \rho \sqrt{\frac{c}{c_b} - \cos^2(\theta)}}{\rho_b \sin(\theta) + \rho \sqrt{\frac{c}{c_b} - \cos^2(\theta)}}, & \text{se } \cos(\theta) \leq \frac{c}{c_b}, \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.5)$$

em que ρ e c são a densidade e velocidade do som na superfície da água, respectivamente, enquanto que ρ_b e c_b são a densidade da água e a velocidade da água no fundo do mar, respectivamente ($\rho = 1000 \text{g/m}^3$, $c = 1500 \text{m/s}$, $\rho_b = 1800 \text{g/m}^3$ e $c_b = 1300 \text{m/s}$ são os valores usualmente utilizados) [Qarabi & Stojanovic 2013]. A Figura 2.2 ilustra o modelo de larga escala do canal submarino para um perfil de onda fixo, mostrando diferentes percursos partindo do transmissor e chegando ao receptor com um número de reflexões e ângulos de chegada diferentes.

Figura 2.2: Ilustração dos multipercursos da onda acústica.



Fonte: o próprio autor (adaptado de [Stojanovic & Preisig 2009]).

De um modo geral, a função de transferência de cada percurso p pode ser modelada com base na função de transferência de um percurso de referência p_0 , ponderada, porém com ganhos diferentes [Qarabi & Stojanovic 2013]. Assim, a função de transferência normalizada em relação ao percurso de referência pode ser escrita como:

$$H_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{\left(\frac{l_p}{l_o}\right)^k a(f)^{l_p - l_o}}} H_o(f), \quad (2.6)$$

em que $H_o(f) = \frac{1}{\sqrt{A(l_o, f)}}$ e l_o são, respectivamente, a função de transferência e a distância percorrida no percurso p_0 na qual, ao se atribuir

$$\bar{h}_p = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{\left(\frac{l_p}{l_o}\right)^k a(f)^{l_p - l_o}}}, \quad (2.7)$$

pode ser reescrita como:

$$H_p(f) = \overline{h_p} H_o(f), \quad (2.8)$$

com $\overline{h_p}$ sendo o ganho correspondente ao percurso p .

No canal submarino, os movimentos dos transceptores dentro da geometria do proposta do sistema e as mudanças na altura da coluna d'água levam a uma incerteza em suas posições, dificultando a modelagem do canal. Dessa forma, foi proposto em [Qarabi & Stojanovic 2013] modelar tal incerteza refinando o ganho $\overline{h_p}$, obtendo-se assim:

$$h_p \approx \overline{h_p} e^{-\frac{\varepsilon_p \Delta l_p}{2}}, \quad (2.9)$$

em que $\varepsilon_p = a_o - 1 + \frac{k}{l_p}$ e a variação Δl_p é uma variável aleatória com distribuição uniforme, representando a incerteza da geometria espacial do canal [Qarabi & Stojanovic 2013].

Finalmente, inserindo a influência do atraso de propagação de cada percurso, a função de transferência considerando os efeitos de larga escala é apresentada na Equação (2.10).

$$H(f) = H_o(f) \sum_p h_p e^{-j2\pi f \tau_p}, \quad (2.10)$$

sendo τ_p o atraso de propagação do percurso p ($\tau_p = \frac{l_p}{c} - t_o$ e $t_o = \frac{l_o}{c}$).

2.1.2 Bellhop

O algoritmo Bellhop é uma das técnicas bem estabelecidas que utiliza o método de traçado de raios baseado no método de elementos finitos para determinar as coordenadas dos raios e a propagação do sinal acústico no mar [Shyu & Hillson 2002]. A complexidade em modelar os efeitos da amplitude, pressão e temperatura requerem a solução da dinâmica que as equações de raio oferecem [Porter & Bucker 1987], mais informações sobre a modelagem matemática dos efeitos pode ser encontrada em [?]. Essa ferramenta é integrada com dados empíricos atualizados de bancos de dados mundiais que medem o perfil de velocidade de som, a batimetria e o sedimento do fundo dos oceânicos [Llor & Malumbres 2012]. Dentre os bancos de dados, alguns se destacam como *General Bathymetric Chart of the Oceans* (GEBCO) e o *National Oceanic and Atmospheric Administration* (NOAA) [GEBCO 2018, NOAA 2018].

Assim, dada as características requisitadas, como o perfil de velocidade do som e geometria espacial do cenário, é possível obter um comportamento que é muito próximo de estudos experimentais para propagação acústica em ambientes subaquáticos [Llor & Malumbres 2012]. Usando a ferramenta *Acoustic Toolbox* [of Naval Research 2018], é possível encontrar uma implementação deste algoritmo. Portanto, com o Bellhop é possível, dentre outras opções, obter a amplitude e o atraso de um raio transmitido em um determinado ponto até outro onde o receptor está localizado. Assim, a função de transferência do canal submarino utilizando o algoritmo Bellhop pode ser modelada como na Equação 2.11.

$$H_p(f) = \sum_p \overline{h_p} e^{-j2\pi f \tau_p}, \quad (2.11)$$

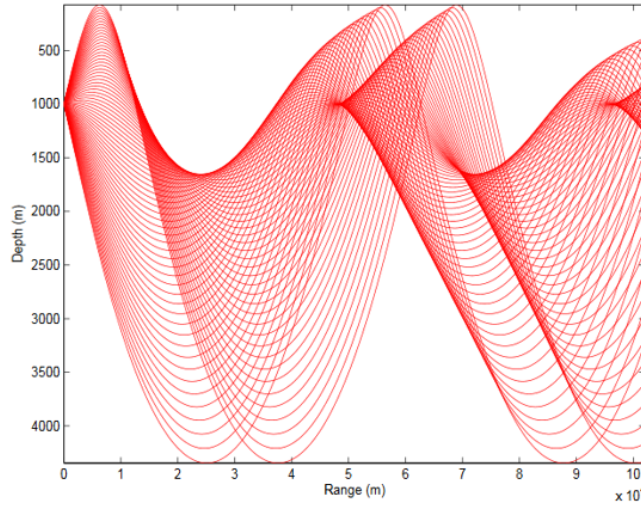
sendo $\overline{h_p}$ o ganho do canal e τ_p o atraso de propagação do percurso p .

Adicionando o efeitos da incerteza das posições dos transceptores (Seção 2.1.1), resulta em:

$$h_p \approx \overline{h_p} e^{-\frac{\varepsilon_p \Delta l_p}{2}}, \quad (2.12)$$

A Figura 2.3 ilustra os múltiplos percursos de uma onda acústica gerados pelo algoritmo de Bellhop utilizando o *Acoustic Toolbox* [of Naval Research 2018].

Figura 2.3: Ilustração dos multipercursos da onda acústica utilizando o Bellhop.



Fonte: o próprio autor.

Finalmente, a função de transferência considerando os efeitos de larga escala gerado pelo algoritmo *Bellhop* é dada por:

$$H(f) = \sum_p h_p e^{-j2\pi f \tau_p}. \quad (2.13)$$

2.2 Efeitos de Pequena-Escala

Há dois principais efeitos de pequena escala a considerar na modelagem do canal acústico submarino: o espalhamento em torno de cada multipercurso (micropercursos) e o efeito Doppler [Qarabi & Stojanovic 2013]. Assim, o modelo de canal consiste em refinar o modelo proposto para os efeitos de larga escala adicionando a influência dos efeitos de pequena escala. Note que tanto o modelo simplificado da Milica, Seção 2.1.1 quanto o modelo de Bellhop, Seção 2.1.2, podem ser utilizados, porém o modelo da Seção 2.1.1 foi o escolhido para desenvolver o refinamento do modelo de pequena escala.

Assim, os efeitos de pequena-escala podem ser inseridos ao modificar a Equação (2.10) para [Qarabi & Stojanovic 2013]:

$$H(f) = H_o(f) \sum_p \sum_i h_p \gamma_i(f) e^{-j2\pi f \tau_{pd}(t)}, \quad (2.14)$$

em que se introduz o espalhamento em cada percurso com um novo somatório, e o efeito Doppler pelo termo $\tau_{pd}(t)$.

O termo $\gamma_i(f)$ é uma variável aleatória que representa os ganhos dos micropercursores i de cada percurso p . Pelo teorema do limite central, quando houver um número suficientemente grande de micropercursores, pode-se aproximar o somatório dos $\gamma_i(f)$ a uma variável complexa gaussiana de média $\overline{\gamma}_p(f)$ e variância $2\sigma^2(f)$, ou seja [Qarabi & Stojanovic 2013]:

$$\overline{\gamma}_p(f) = \mu_{p0} + \mu_p S_p \rho_p(f), \quad (2.15)$$

$$2\sigma^2(f) = \mu_p^2 S_p [1 - \rho_p^2(f)], \quad (2.16)$$

sendo:

$$\rho_p(f) = e^{-(2\pi f)^2 \frac{\sigma_{\partial p}^2}{2}}, \quad (2.17)$$

e

$$\sigma_{\partial p}^2 = \frac{1}{c^2} [2\sin(\theta_p)]^2 [n_{sp}\sigma_s^2 + n_{bp}\sigma_b^2], \quad (2.18)$$

A média $\overline{\gamma}_p(f)$ é composta pela média das amplitudes dos micropercursores, considerando o percurso de referência p_0 , adicionado com o termo que diferencia a média de cada percurso, $\mu_p S_p \rho_p(f)$. Esse termo é formado pela média das amplitudes dos micropercursores do percurso $p(\mu_p)$, pelo número de micropercursores (S_p), e pela distribuição gaussiana dos atrasos de propagação ($\rho_p(f)$), todos mostrados na Equação (2.15) e na Equação (2.16).

A variável $\rho_p(f)$, mostrada na Equação (2.17), é a distribuição gaussiana dos atrasos de propagação dos micropercursores, de média zero e variância $\sigma_{\partial p}^2$ dada pela Equação (2.18), na qual σ_s^2 e σ_b^2 são as variâncias do número de reflexões ao longo do percurso na superfície (n_{sp}), e no fundo do oceano (n_{bp}), respectivamente, e θ_p é o ângulo de recepção do onda acústica no percurso p .

O efeito Doppler é modelado a partir do atraso de propagação $\tau_{pd}(t) = \tau_p - a_d t$, em que a_d é o fator escalar Doppler [Qarabi & Stojanovic 2013]. Ele é influenciado por ao menos três tipos de movimentos: o deslocamento não-intencional dos transmissores/receptores (a_{dp}), o deslocamento intencional veicular (a_{vp}) e o movimento das ondas do mar que afetam tanto o transmissor quanto o receptor (a_{sp}). Assim:

$$a_d = a_{dp} + a_{vp} + a_{sp} = \frac{v_{dp}}{c} + \frac{v_{vp}}{c} + \frac{v_{sp}}{c} \quad (2.19)$$

O deslocamento não-intencional (v_{dp}) é dado por:

$$v_{dp} = v_{td} \cos(\theta_p - \theta_{td}) - v_{rd} \cos(\theta_p - \theta_{rd}) \quad (2.20)$$

em que v_{td} e v_{rd} são as velocidades do transmissor e receptor, respectivamente; θ_p é o ângulo de incidência da onda acústica no receptor; e θ_{td} e θ_{rd} são os ângulos das direções de v_{td} e v_{rd} , respectivamente.

Para o deslocamento intencional veicular, as velocidades do transmissor e receptor e os ângulos das direções correspondentes são referenciadas, respectivamente, pelas variáveis v_{tv} , v_{rv} , θ_{tv} e θ_{rv} . Sendo θ_o o ângulo de incidência da onda, considerando o percurso de referência p_0 , a Equação (2.21) mostra como v_{vp} é caracterizado.

$$v_{vp} = v_{tv} \cdot \left[-2 \sin \left(\frac{\theta_p - \theta_o - 2\theta_{tv}}{2} \right) \sin \left(\frac{\theta_p - \theta_o}{2} \right) \right] + v_{rv} \cdot \left[-2 \sin \left(\frac{\theta_p - \theta_o + 2\theta_{rv}}{2} \right) \sin \left(\frac{\theta_p - \theta_o}{2} \right) \right] \quad (2.21)$$

E por fim, a caracterização do v_{sp} é dada fazendo algumas considerações: o movimento das ondas que afetam os transceptores é vertical, criando assim um deslocamento que varia senoidalmente no tempo com amplitude A_w e frequência f_w . Além disso, considera-se que a j -ésima reflexão ao longo do percurso p contribui para alterar a fase do sinal, $\phi_{p,j}$, influenciada por tal movimento. Assim, a caracterização do fator Doppler para o movimento das ondas nos transceptores pode ser escrita como [Qarabi & Stojanovic 2013]:

$$v_{sp} = 4\pi f_w A_w \sin(\theta_p) \sum_j^{n_{sp}} \sin(2\pi f_w t + \phi_{p,j}) \quad (2.22)$$

2.3 Ruído

Em um ambiente submarino, um canal acústico está sujeito aos ruídos de ambiente das mais diversas fontes que estão sempre presentes no oceano. As principais fontes de ruído são classificadas em: ruído de turbulência (N_t), ruído das atividades navais (N_s), ruído do estado do mar (N_w) e ruído térmico (N_th). Ainda não há um modelamento estatístico completo disponível do ruído, porém equações empíricas já estão bastante difundidas no meio acadêmico.

Sendo $N(f)$ a densidade espectral de potência (PSD) do ruído, pode-se escrever que ela é composta da adição dos principais ruídos descritos acima [Urlick 1996]:

$$N(f) = N_t(f) + N_s(f, s) + N_w(f, w) + N_th(f) \quad (2.23)$$

em que f é a frequência da onda, s é o fator naval cujos valores variam em torno de 0 e 1, para atividades leves e pesadas, respectivamente; w é o fator de vento [0 – 10 m/s] dado em m/s. As equações empíricas da PSD dos ruídos foram obtidas por meio de medições e são [Urlick 1996]:

$$10 \cdot \log_{10}(N_t(f)) = 17 - 30 \log(f) \quad (2.24)$$

$$10 \cdot \log_{10}(N_s(f, s)) = 40 + 20(s - 0.5) + 26 \log f - 60 \log(f - 0.03) \quad (2.25)$$

$$10 \cdot \log_{10}(N_w(f, w)) = 50 + 7.5\sqrt{w} + 20 \log f - 40 \log(f - 0.4) \quad (2.26)$$

$$10 \cdot \log_{10}(N_{th}(f)) = -15 + 20 \log(f) \quad (2.27)$$

O ruído de turbulência é caracterizado pelo movimento das águas do mar. O ruído das atividades navais é causado pelo tráfego de navios e sinais de som na mesma frequência de operação do sistema de comunicação. O ruído do estado do mar ou do vento é caracterizado pela turbulência dos ventos na superfície que induz uma variação de pressão similar a variações acústicas de pressão. E por fim, há o ruído térmico relacionado à temperatura.

2.4 Comentários Finais

A Equação (2.14) descreve totalmente os efeitos do multipercurso, espalhamento, doppler e as variações da geometria do sistema, enquanto que a Equação 2.23 define a PSD do ruído, parâmetro importante no cálculo da SNR da onda acústica. Contudo, ainda não há na literatura um consenso definitivo sobre quais modelos de caracterização devem ser utilizados. No caso do canal, cada grande grupo de pesquisadores desenvolvem técnicas de caracterização e as utiliza para validar seus experimentos, alguns modelos são mais completos, outros mais simples.

A escolha para a caracterização do canal acústico baseada nos estudos de [Qarabi & Stojanovic 2013] foi escolhida para esta dissertação pois seus trabalhos são o que reúnem uma gama maior de efeitos do canal. Entretanto, há outros modelos que levam em consideração a curvatura da superfície e o efeito da quebra das ondas, que adiciona uma complexidade extra ao modelo. Por exemplo as Figuras 2.2 e 2.3 ilustram bem a diferenças dos modelos Simplificado da Milica e o modelo Bellhop. Além disso, o mesmo pode ser dito para a modelagem do ruído ambiente, que para este capítulo foi baseado no livro [Urick 1996], embora as análises de desempenho do Capítulo 5 incluam apenas o ruído branco gaussiano. No próximo Capítulo serão descritas as formas de onda alvo de análises deste trabalho.

Capítulo 3

Formas de Onda para Comunicação Submarina

Este Capítulo apresenta as formas de ondas utilizadas por este trabalho compor a camada PHY de uma comunicação em um ambiente submarino. Além do FSK, por sua simplicidade, utilizada em vários sistemas submarinos comerciais, se optou por formas de onda com múltiplas portadora, que além de promover maior taxa de transmissão, tem uma robustez intrínseca aos multipercursos.

A transmissão por múltiplas portadoras é uma técnica utilizada para transmitir uma sequência de dados usando várias portadoras (geralmente estreitas) diferentes. Esse sistema é particularmente benéfico, pois, quando há necessidade de um aumento na taxa de transmissão, normalmente é necessário uma largura de banda mais ampla. Quando isso acontece, diferentes frequências dentro da largura de banda estão sujeitas a diferentes percursos e diferentes condições de desvanecimento (seletividade em frequência), causando distorções na transmissão, dificultando assim a própria comunicação. Contudo, o uso das técnicas de múltiplas portadoras, com menor largura (subportadoras), fornece uma maneira de aumentar a largura de banda com tolerância às diferentes condições de desvanecimento presentes. Assim, a comunicação é feita pela multiplexação de múltiplas subportadoras, facilitando a propagação devido a largura de banda controlada de cada subportadora e possibilitando o aumento de taxa ao alocar um maior número de subportadoras por enlace de comunicação. Uma vantagem adicional dos sistemas de múltiplas portadoras é que eles são menos suscetíveis a interferências do que o sistema de portadora única, uma vez que a interferência pode ficar restrita a apenas algumas portadoras.

Existem muitas técnicas que utilizam o esquema de múltiplas portadoras cada uma com suas particularidades. Neste trabalho, serão discutidos os seguintes esquemas:

- **OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)**: técnica que usa múltiplas subportadoras cuidadosamente bem espaçadas resultando em ortogonalidade no domínio de Fourier, consequentemente dotando o receptor do poder de separação das subportadoras sem interferência mútua. Essa é a forma de onda utilizada em sistemas modernos e bem aceitos pelo mercado, tais como o LTE e o Wi-Fi;
- **GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*)**: é um esquema de multiplexação de múltiplas subportadoras não-ortogonais com modelagem flexível

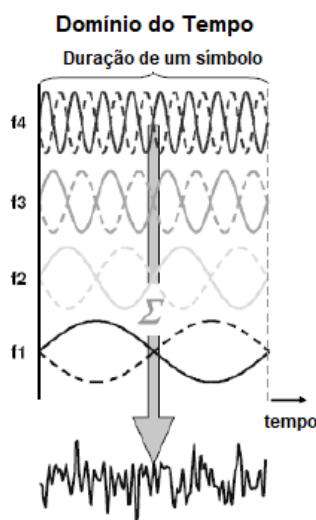
do pulso. Essa característica a torna atraente para várias aplicações da próxima geração de comunicação (5G) como a comunicação MMTC (*Massive Machine-Type Communication*) [Le et al. 2015].

3.1 OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

Atualmente, o OFDM é amplamente utilizado em sistemas de comunicação com fio e sem fio de banda larga, pois é uma solução atrativa e eficiente para a interferência intersimbólica (ISI) causada por um canal dispersivo.

Antes do OFDM, várias técnicas foram utilizadas para transmitir dados no domínio da frequência, entre elas o FDM. *Frequency Division Multiplexing* (FDM) é a técnica em que um sinal transmitido resultante é obtido de um conjunto de sinais no domínio da frequência, que são chamados de subportadoras ou tons [Souto 2011]. Não é difícil notar que, ao usar diferentes subportadoras para transmitir todos os dados, é necessário dividir os dados originais em muitos fluxos paralelos, um para cada subportadora. E se cada subportadora é centrada em uma frequência f_k e espaçadas por $1/T_s$ (seguindo a regra de zero ISI de Nyquist) de suas vizinhas e devido a propriedade da ortogonalidade, o espectro individual de cada subportadora aparecerá idealmente sem interferência e sem necessidade de filtros analógicos para separar as subportadoras recebidas. Assim surge o OFDM, com potencial para resolver problemas como a baixa eficiência espectral e interferência intersimbólica (ISI). A ideia é concebida principalmente pela sobreposição das diferentes subportadoras com uma condição de ortogonalidade entre elas, resultando em uma implementação de maior eficiência espectral do que o FDM [Souto 2011].

Figura 3.1: Ilustração do sinal OFDM no tempo para diferentes suportadoras.



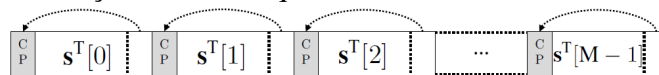
Fonte: adaptado de [Souto 2011].

Embora alguns detalhes do OFDM sejam muito complexos, seu conceito básico, como descrito anteriormente, é bastante simples. Os dados são transmitidos em paralelo

em várias frequências diferentes que somadas produz um sinal no domínio do tempo com uma variação de amplitude significativa, resultando em alto PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), conforme mostrado na Figura 3.1. A multiplexação no OFDM é obtida digitalmente usando a transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) e, portanto, os sinais ortogonais podem ser gerados com precisão e de uma forma computacionalmente eficiente.

Contudo, em ambientes com multipercursos, o canal sem fio pode ser seletivo em frequência, causando efeitos negativos como a interferência intersimbólica (ISI) e a interferência entre subportadoras (ICI). No combate desses efeitos pode ser inserido no símbolo OFDM o prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP), que consiste numa cópia da parte final do símbolo OFDM alocada no começo do mesmo símbolo. Para que seja eficiente, o comprimento do prefixo cíclico deve ser compatível com o comportamento do canal no que diz respeito aos multipercursos presentes e às diferenças entre os atrasos de propagação destes percursos (*delay spread*). Portanto, conhecer ou prever o espalhamento que os símbolos sofrerão é essencial para evitar a degradação do sinal, além de adicionar robustez ao OFDM. A Figura 3.2 mostra uma sequência de símbolos do OFDM no tempo com a utilização do CP.

Figura 3.2: Ilustração de uma sequência de símbolos CP-OFDM no tempo.



Fonte: retirado de [Arteaga et al. n.d.].

3.2 GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing

O GFDM é um candidato a forma de onda do 5G e foi proposta para abordar os desafios relacionados ao baixo consumo de energia, a eficiência espectral e a latência das futuras redes celulares sem fio [Gaspar 2016]. O GFDM visa alcançar o gerenciamento de recursos flexíveis e QoS, multiplexando blocos de modulação para uma série de subportadoras e subsímbolos. Embora a interferência intersimbólica (ISI) e a interferência entre subportadoras (ICI) ainda possam existir no GFDM, esses efeitos indesejáveis podem ser combatidos de forma eficiente por técnicas de detecção no lado do receptor [Le et al. 2015].

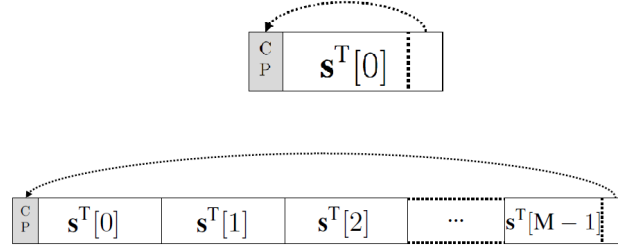
Vários requisitos para o 5G podem ser atendidos pelo GFDM por meio do ajuste adequado de diferentes parâmetros da forma de onda. A filtragem por subportadora adotada pelo GFDM leva a pequenas emissões fora de banda (*Out-Of-Band Power*), que também pode ser alcançada com o uso de janelas e/ou símbolos de guarda [Gaspar 2016]. Além disso, o projeto do GFDM permite configurar de forma flexível os blocos tempo-frequência (chamado também de símbolo GFDM), que permite atender às restrições de atraso de várias aplicações 5G, como a internet tátil e muitas aplicações de controle sem fio [Le et al. 2015]. Além disso, é possível adicionar o prefixo cíclico (CP)

para um bloco inteiro, relaxando os requisitos de sincronização temporal e combatendo os efeitos de ISI e ICI. De fato, vários dos desafios enfrentados pelo 5G se assemelham com os enfrentados pelo canal submarino, motivo pelo qual essa forma de onda faz parte deste trabalho.

Uma característica interessante é que a maioria dos algoritmos de sincronização e equalização desenvolvidos para OFDM permanecem aplicáveis à forma de onda GFDM [Le et al. 2015]. Isso significa que problemas como STO (*Symbol Time Offset*) e CFO (*Carrier Frequency Offset*) que já possuem soluções eficientes para o OFDM, podem ser resolvidos no GFDM também. Da mesma forma, equalizadores no domínio da frequência (*Frequency Domain Equalizers* - FDE) podem também ser utilizados nesse sistema.

A Figura 3.3 mostra um símbolo GFDM com a utilização do CP. Algumas características podem ser apontadas como, a possibilidade de utilizar uma janela FFT no GFDM menor quando comparada com o OFDM, diminuindo assim a complexidade computacional do sistema. Por exemplo, se um símbolo OFDM possui 64 subportadoras com 25% de CP, o símbolo GFDM teria 8 subsímbolos com 8 subportadoras cada e apenas 25% de CP sobre o último subsímbolo. Dessa maneira, ao transmitir a mesma quantidade de dados, o GFDM possui uma melhor eficiência temporal e espectral do que o OFDM.

Figura 3.3: Ilustração de um símbolo CP-OFDM e CP-GFDM no tempo.



Fonte: o próprio autor (adaptado de [Arteaga et al. n.d.]).

O GFDM também é considerado uma generalização do OFDM e das transmissões com uma única portadora, pois um símbolo GFDM é composto de K subportadoras e M subsímbolos. Assim, o GFDM se torna um OFDM com a configuração: K subportadoras e $M = 1$ subsímbolo. De modo semelhante, o GFDM se torna uma transmissão em SC (*Single-Carrier*) com a seguinte configuração: $K = 1$ subportadora e $M = 1$ subsímbolo. Essa flexibilidade pode ser bastante explorada em comunicações submarinas.

No que se refere a modelagem do GFDM, considera-se $\vec{d} = [d_0, \dots, d_{KM-1}]^T$ como a sequência de símbolos modulados de um total de N símbolos, podendo ser decompostos em K subportadoras e M subsímbolos ($N = KM$). Os elementos individuais ($d_{k,m}$) correspondem ao símbolo transmitido na k -ésima subportadora e no m -ésimo intervalo de tempo, respectivamente. Além disso, o GFDM é uma técnica que requer filtragem em cada subportadora e formatação de pulso, assim cada símbolo $d_{k,m}$ é transmitido com um filtro correspondente [Michailow et al. 2014]:

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \cdot \exp[-2j\pi \frac{k}{K}n], \quad (3.1)$$

em que, cada $g_{k,m}[n]$ corresponde a uma versão circular deslocada em tempo e frequência de $g[n]$, com n sendo o índice de amostragem. Portanto, o sinal GFDM resultante pode ser descrito como [Michailow et al. 2014],

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}[n] \cdot g_{k,m}[n]. \quad (3.2)$$

É importante destacar que o filtro FIR utilizado em cada subportadora é responsável ao menos por três funções, formatação de pulso, filtragem das emissões espúrias (*Out-Of-Band Emissions* - OOBE) e superamostragem. Das três, apenas a última é problemática, os principais trabalhos sobre o GFDM não fazem referência ao termo, apenas [Michailow, Gaspar, Krone, Lentmaier & Fettweis 2012] cita de forma simplificada o que torna a inserção (transmissor) e retirada (receptor) desse efeito muitas vezes um desafio não tão simples de resolver.

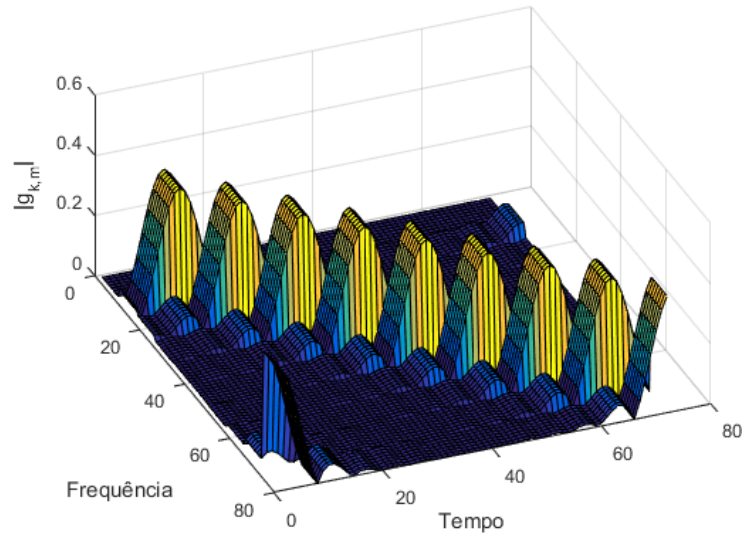
A expressão da Equação (3.2) pode ser reformulada como,

$$\vec{x} = \mathbf{A} \vec{d}, \quad (3.3)$$

em que \mathbf{A} é a matriz de modulação GFDM, de dimensões $KM \times KM$.

A Figura 3.4 mostra a matriz \mathbf{A} do GFDM para uma configuração de $M = 9$ subsímbolos e $K = 8$ subportadoras, sendo $N = 72$ a quantidade de amostras total do um símbolo GFDM e do filtro FIR formatador de pulso.

Figura 3.4: Ilustração da Matriz \mathbf{A} do GFDM para $M = 9$ subsímbolos e $K = 8$ subportadoras.



Fonte: o próprio autor.

Depois, o prefixo cíclico pode ser inserido para prevenir interferência intersimbólica (ISI) e interferência entre subportadoras (ICI), que são usualmente uma consequência da

propagação do atraso do canal (*delay spread*). Em sistemas de comunicação sem fio, o sinal recebido é modelado como $y[n] = h[n] * x[n] + w[n]$, em que $y[n]$ é o sinal GFDM recebido, $h[n]$ representa a resposta do canal e $w[n]$ corresponde ao ruído branco gaussiano com média 0 e variância $\frac{N_0}{2}$. Como pós-processamento, o CP é removido do sinal recebido $y[n]$, que pode ser reescrito de uma forma matricial como:

$$\vec{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\vec{d} + \vec{w}, \quad (3.4)$$

em que \mathbf{H} é uma matriz *band-diagonal* [Michailow et al. 2014]. Em seguida, o sinal recebido deve ser equalizado e demodulado. Depois da equalização, o sinal recebido passa a ser $\vec{z} = H^{-1}\mathbf{H}\mathbf{A}\vec{d} + H^{-1}\vec{w} = \mathbf{A}\vec{d} + \vec{w}$ [Michailow et al. 2014]. Portanto, a demodulação linear pode ser expressa como

$$\vec{\tilde{d}} = \mathbf{B}\vec{z}, \quad (3.5)$$

em que \mathbf{B} é a matriz de demodulação do receptor, de dimensões $KM \times KM$. As abordagens de recepção do GFDM podem ser via filtro casado (*Matched Filter* - MF), *Zero-Force* (ZF) e MMSE (*Minimum Mean Square Error*), porém apenas a MMSE é usada neste trabalho para demodulação. Suas respectivas expressões são $\mathbf{B}_{MF} = \mathbf{A}^H$, $\mathbf{B}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1}$, $\mathbf{B}_{MMSE} = (\frac{\sigma_w^2}{\sigma_{gfdm}^2}\mathbf{I} + \mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H$ [Michailow et al. 2014]. Em que σ_w^2 representa a variância do ruído gaussiano branco e, σ_{gfdm}^2 a variância do sinal GFDM transmitido. É importante citar que as três estratégias anunciadas são formas diferentes de recepção, de modo que a estimação de \mathbf{H} pode seguir estratégias mais consolidadas como a utilização de pilotos em conjunto com interpolação (técnica *Least Square*, por exemplo).

3.3 FSK - *Frequency Shift Keying*

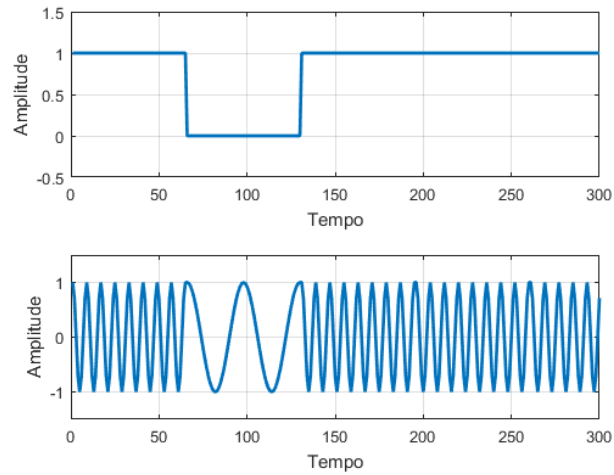
A modulação FSK ou modulação por chaveamento de frequência é uma técnica em que a informação digital é transmitida por meio de canais com largura de banda bem definida e não sobrepostas no domínio da frequência. É uma modulação digital derivada da modulação analógica FM (*Frequency Modulation*).

Para sua versão mais simples, FSK binário (BFSK), usa-se uma par de frequências para transmitir números binários (0s e 1s). Por esse esquema, para transmitir o bit 1, é enviado uma portadora em f_1 e para transmitir o bit 0 é enviada a portadora em f_2 , ambos de duração T . A Figura 3.5 ilustra como é feita a modulação, utilizou-se $f_1 = 500\text{Hz}$, $f_2 = 400\text{Hz}$.

A modulação FSK é uma das técnicas mais clássicas de comunicação, sendo utilizada em rádio amadores, transmissões de emergência, etc. Na comunicação submarina, o FSK tem sido utilizado em modems acústicos, porém devido a sua baixa eficiência espectral, tem se procurado uma alternativa para essa modulação. Por outro lado, é comum encontrar trabalhos recentes sobre os canais acústicos submarinos utilizando o FSK, tais como [Andrade & de Campos 2017], [Wolff et al. 2017] e [Kaihan et al. 2017],

motivo pelo qual essa técnica também será estudada neste trabalho.

Figura 3.5: Forma de onda da modulação FSK.



Fonte: o próprio autor.

Capítulo 4

Descrição do Simulador

Neste Capítulo são apresentados os protótipos em software desenvolvidos a partir de suas respectivas formulações teóricas, que materializam a metodologia de análise de valor agregado deste trabalho, com foco na modelagem de canal, forma de onda e principais modelos da cadeia de transmissão e recepção digital.

4.1 Simulador de Enlace

A metodologia desse trabalho se baseia na construção e uso de um simulador de enlace que modele aspectos importantes da cadeia de transmissão e recepção digital das seguintes formas de onda:

1. FSK com recepção coerente;
2. FSK com recepção não-coerente;
3. OFDM sem formatação de pulso e estimação ideal de símbolo;
4. OFDM com formatação de pulso e estimação de símbolo por piloto e equalização MMSE e LS;
5. GFDM com recepção MMSE.

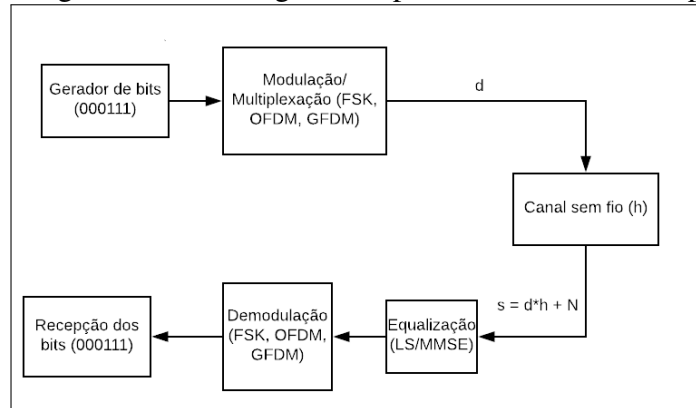
De um modo geral, os simuladores implementados podem ser representados por um diagrama de blocos genérico como o mostrado na Figura 4.1.

4.1.1 FSK com Recepção Coerente

O pseudo-código 1 mostra como o simulador FSK foi implementado com equalização temporal MMSE. Durante as simulações foi constatado que canais com alto *delay spread* causam atrasos e distorções que algoritmos de sincronização baseados em covariância máxima entre símbolos de treinamento e/ou covariância cruzada máxima não são eficientes para essa forma de onda, provavelmente devido a baixa variabilidade dos símbolos transmitidos.

O problema da sincronização foi atacado primeiramente inserindo bits de sincronização na mensagem transmitida em períodos fixos e calculando a distância média entre os picos. Contudo, os resultados eram inconstantes mesmo quando utilizava-se a

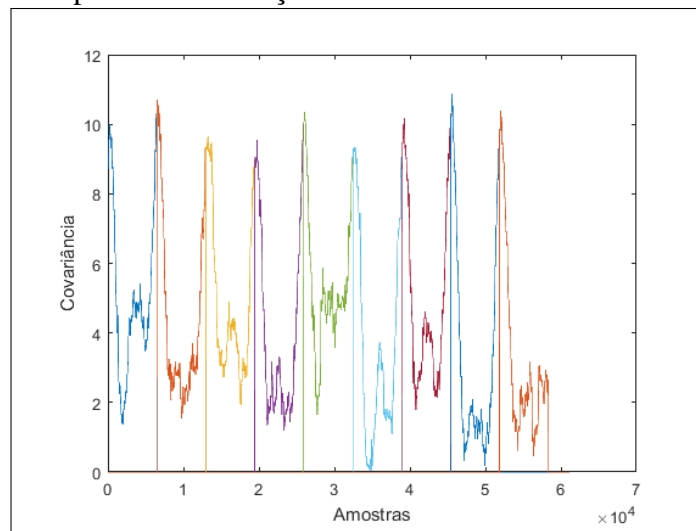
Figura 4.1: Diagrama de blocos genérico para os simuladores implementados.



Fonte: o próprio autor.

mesma resposta impulsiva do canal. Ao calcular a covariância cruzada de uma sequência de bits conhecida pelo receptor com os bits de sincronização inseridos no sinal transmitido sofrendo o mesmo desvanecimento (mesma PDP), tem-se comportamentos diferentes para simulações diferentes. Perceba que ao comparar as Figuras 4.2 e 4.3 diferentes sequências de bits foram enviadas com o o mesmo perfil de desvanecimento, porém com resultados de covariância claramente diferentes, o que impossibilita a sincronização usando essa técnica.

Figura 4.2: Valores de Covariância da sequência conhecida com a sequência recebida pelo transmissor para uma primeira simulação



Fonte: o próprio autor.

Esse problema de sincronização é muito sério e não há trabalhos na academia com soluções simples de serem implementadas, de modo que foi preferível desenvolver um receptor não-coerente para o FSK.

Algoritmo 1: Pseudo-Código do Simulador FSK com Recepção Coerente**1 Inicia:**

- Quantidade de bits
- Portadoras (f_1 e f_2)
- Filtro FIR Formatador de Pulso (*filtropulso*)
- Tempo de Símbolo (T_s)
- Filtro FIR equalizador e variáveis relacionadas: 1) Número de Bits de Treinamento (*ntrain*); 2) Ordem do Filtro FIR Equalizador (*neq*)

for $e_b/n_{0i} = 1, \dots, E_b/N_0$ **do**

Transmissor

$b \in U[0, 1]$ % Inicializar a sequência aleatória de bits;

$vtMod = Mod(b, filtropulso, f_1, f_2)$ % Modular b em uma das frequências definidas, a saída dessa função pode ser vista na Figura 3.5

Canal

h % Inicializar a reposta impulsiva do canal;

$vtdata_ch = conv(vtMod, h) + AWGN(e_b/n_{0i})$

Receptor

$vtunMod = unMod(vtdata_ch, filtrocasado, f_1, f_2)$

$vtunMod_sincro = sincro(vtunMod)$ % Sincronização

Equalização

$Z = toeplitz(vtunMod_sincro(ntrain, neq))$ % Criando Matriz dos símbolos recebidos seguindo a matriz Toeplitz;

$vttrain = vtMod(Neq, Ntrain)$ % Criando o vetor de treinamento;

$vtfir = PseudoInv(Z^H \cdot Z) \cdot Z^H \cdot vttrain^H$ % Criando o filtro FIR de equalização;

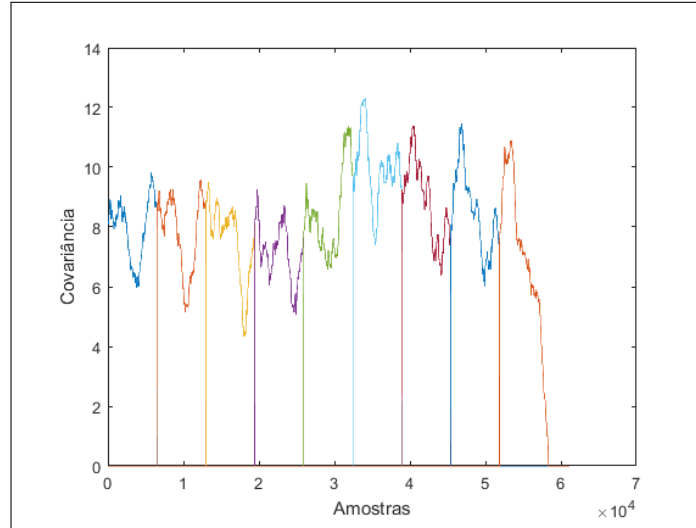
$vtunMod_eq = filter(vtfir, 1, vtunMod_sincro)$ % Filtrando a sequência recebida pelo filtro projetado, pode ser utilizada a função convolução;

$bh = decisao(vtunMod_eq)$ % Recuperar os bits;

end

% Estatísticas Cálculo da BER vs E_b/N_0 .

Figura 4.3: Valores de Covariância da sequência conhecida com a sequência recebida pelo transmissor para uma segunda simulação

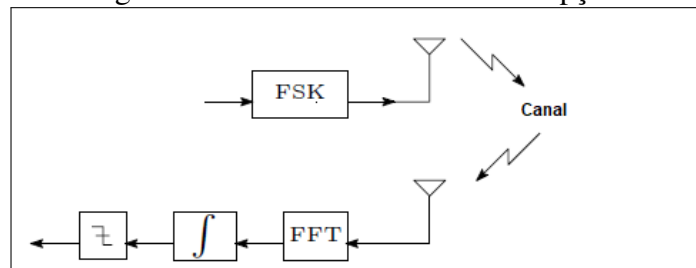


Fonte: o próprio autor.

4.1.2 FSK com Recepção Não-Coerente

O pseudo-código 2 mostra como o simulador FSK com recepção não-coerente foi implementado. O simulador desenvolvido foi baseado no proposto em [Andrade & de Campos 2017], como mostra o diagrama de blocos da Figura 4.4. Perceba que não é necessário equalização dos símbolos, uma vez que nesse esquema de demodulação não se trabalha com os símbolos e sim, com a energia calculada com o uso do algoritmo FFT. Dessa forma, os problemas de sincronização são minimizados, porém ainda estão presentes. Nesse caso, uma sincronização por diferença entre os símbolos ou bits de treinamento enviados pode ser uma solução simples de ser implementada. A Tabela 4.1 resume as principais funcionalidades e características dos simuladores FSK implementados.

Figura 4.4: Diagrama de Blocos do FSK com recepção não-coerente.



Fonte: o próprio autor, adaptado de [Andrade & de Campos 2017].

Tabela 4.1: Funcionalidades implementadas nos simuladores FSK.

Funcionalidades implementadas	Simulador FSK 1	Simulador FSK 2
Filtro FIR formatador de pulso	✓	✓
Símbolos Piloto	✓	✓
Equalização	Temporal MMSE	Não há necessidade
Resposta Impulsiva do Canal Real	Suporta, mas grandes atrasos aumentam os requisitos de sincronização	✓
Sincronização Temporal	Complexo	Simples
Tempo de Simulação	Rápido	Moderado

Fonte: o próprio autor.

Algoritmo 2: Pseudo-Código do Simulador FSK com Recepção Não-Coerente.**1 Inicia:**

- Quantidade de bits
- Portadoras (f_1 e f_2)
- Filtro FIR Formatador de Pulso (*filtropulso*)
- Tempo de Símbolo (T_s)

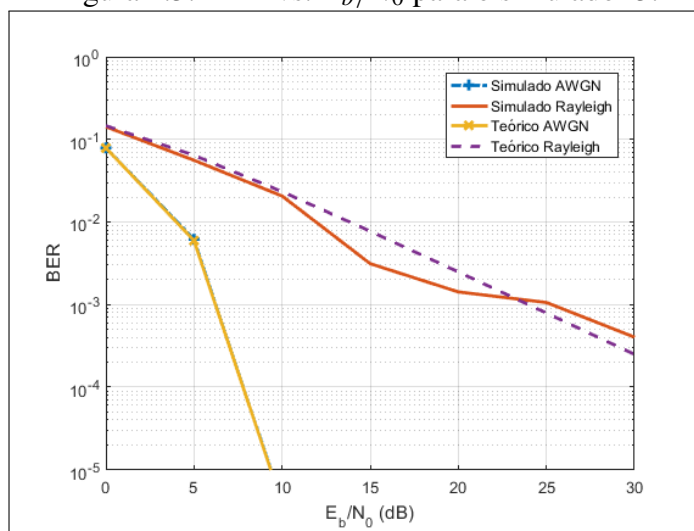
for $e_b/n_{0i} = 1, \dots, E_b/N_0$ **do****Transmissor** $b \in U[0, 1]$ % Inicializar a sequência aleatória de bits; $vtMod = Mod(b, filtropulso, f_1, f_2)$ % Modular b em uma das frequências definidas, a saída dessa função pode ser vista na Figura 3.5;**Canal** h % Inicializar a resposta impulsiva do canal; $vtdata_ch = conv(vtMod, h) + AWGN(e_b/n_{0i})$ **Receptor** $mtunMod = unMod(vtdata_ch, filtrocasado, f_1, f_2)$ % Adicionar o paralelismo nos símbolos para otimizar código, solução feita unicamente para eficiência computacional; $rt_mtdataf = fft(mtunMod)$ % Resposta em Frequência do sinal enviado; $energia_symbol_complex = sum(rt_mtdataf)$ % Realizar um somatório sobre cada símbolo; $energia_symbol = abs(energia_symbol_complex)$ % Calculo do módulo; $bh_est = decisao(energia_symbol)$ % Recupera os bits não sincronizados; $bh = sincro(bh_est)$ % Sincronização;**end**% Estatísticas Cálculo da BER vs E_b/N_0 .

4.1.3 OFDM sem formatação de pulso e estimação ideal

O tipo mais simples de simulador OFDM foi o primeiro simulador implementado. Ele possui diversas simplificações como a não-necessidade de sincronização e a estimação ideal da resposta impulsiva do canal. O pseudo-código 3 ilustra o protótipo implementado.

Algumas vantagens podem ser apontadas, como a simplicidade e o curto tempo de simulação. Por outro lado, apenas canais simplificados podem ser simulados. Além disso a estimação ideal da resposta impulsiva pode não encontrar validade em ambientes reais. A Figura 4.5 mostra a BER vs. E_b/N_0 desse simulador para os canais AWGN e Rayleigh com AWGN, para ambos os casos o simulador apresenta boa concordância.

Figura 4.5: BER vs. E_b/N_0 para o simulador 3.



Fonte: o próprio autor.

4.1.4 OFDM com Formatação de Pulso e Estimação de Símbolo por Piloto e Equalização MMSE e LS

O simulador OFDM com formatação de pulso e equalização MMSE e LS é uma versão mais aprimorada do pseudo-código 3 que permite resultados mais próximos dos que se pode encontrar na realidade, pois algumas simplificações do pseudo-código 3 não são aplicadas. O pseudo-código 4 mostra como foi implementado esse simulador. Há comentários nas principais linhas para fins de descrição de cada parte.

Para atacar os problemas de sincronização do OFDM, chamado também de STO (*Symbol Time Offset*), foi implementado o algoritmo de covariância máxima, disponível em [Cho et al. 2010]. Nele são criadas duas janelas que varrem a sequência recebida pelo receptor a procura do ponto de sincronização do sistema, que será quando a covariância for máxima entre dois símbolos OFDM (iguais) ou entre o prefixo cíclico e a parte final de um símbolo OFDM. Para cada caso a duração das janelas será diferente. Por exemplo, se a sincronização for baseada no prefixo cíclico e a parte final do símbolo OFDM, então

Algoritmo 3: Pseudo-Código do Simulador OFDM sem Formatação de Pulso

```

1 Inicia:
    • Quantidade de bits
    • Janela FFT
    • Intervalo de Guarda (Prefixo Cíclico)

for  $e_b/n_{0i} = 1, \dots, E_b/N_0$  do
    Transmissor
     $b \in U[0, 1]$  % Inicializar a sequência aleatória de bits;

     $mtMod = Mod(b)$  % Modular  $b$  na modulação escolhida, adicionar o
    paralelismo;

     $mtMod\_bg = BG(b)$  % Adicionar a banda de guarda, se necessário;

     $vtdata_t = ifft(mtMod\_bg)$  % Utilizar o algoritmo IFFT, retirar o
    paralelismo;

     $vtdata_t\_cp = CP(vtdata_t)$  % Adicionar o prefixo cíclico;

    Canal

     $h$  % Inicializar a resposta impulsiva do canal;

     $vtdata_t\_cp\_ch = conv(vtdata_t\_cp, h) + AWGN(e_b/n_{0i})$ 

    Receptor

     $RT\_vtdata\_cp\_ch = conv(vtdata_t\_cp\_ch, filtro\_casado)$  % Receber a
    informação;

     $RT\_mtdata_t\_ch = rmvCP(RT\_vtdata\_cp\_ch)$  % Retirar o prefixo cíclico,
    adicionar o paralelismo;

     $RT\_mtMod\_bg\_ch = FFT(RT\_mtdata_t\_ch)$  % Utilizar o algoritmo FFT;

     $RT\_mtMod\_ch = rmvBG(RT\_mtMod\_bg\_ch)$  % Remover a banda de
    Guarda, se necessário;

     $hF = FFT(h, Nfft)$  % Estimação ideal do canal limitando em  $Nfft$ 
    subportadoras;

    Equalização

     $RT\_vtMod = RT\_mtMod\_ch/hF$  % Equalização feita no domínio da
    frequência, retirar o paralelismo;

     $bh = unMod(RT\_vtMod)$  % Recuperar os bits e retirar o paralelismo;

end

% Estatísticas Cálculo da BER vs  $E_b/N_0$ .

```

Algoritmo 4: Pseudo-Código do Simulador OFDM com Formatação de Pulso**1 Inicializar:**

- Quantidade de bits
- Tempo de Símbolo e variáveis relacionadas (T_s e $namostras$)
- Filtro FIR Formatador de Pulso e variáveis relacionadas ($filtrofir$ e $upsampletx$)
- Janela FFT
- Intervalo de Guarda (Prefixo Cíclico)

for $e_b/n_{0i} = 1, \dots, E_b/N_0$ **do**

Transmissor

$b \in U[0, 1]$ % Inicializar a sequência aleatória de bits com os pilotos distribuídos seguindo uma estrutura previamente definida [Cho et al. 2010]

$mtMod = Mod(b)$

$mtMod_bg = BG(b)$

$vtdataat = ifft(mtMod_bg)$

$vtdataat_cp = CP(vtdataat)$

$vtdataat_cp_up = upsample(vtdataat_cp, upsampletx)$ % Superamostragem com base na taxa de superamostragem;

$vtdataat_cp_pulso = conv(vtdataat_cp_up, filtrofir)$ % Formatação de Pulso;

Canal

h % Inicializar a resposta impulsiva do canal, deve está em concordância com o tempo de símbolo do sistema (T_s) e a quantidade de amostras ($namostras$);

$vtdataat_cp_ch = conv(vtdataat_cp_pulso, h) + AWGN(e_b/n_{0i})$

Receptor

$RT_vtdata = conv(vtdataat_cp_ch, filtrocasado)$

$RT_vtdata_sinc = sincro(RT_vtdata)$ % Sincronização;

$RT_vtdata_cp_ch = amostragem(RT_vtdata_sinc)$ % Amostragem;

$RT_mtdataat_ch = rmvCP(RT_vtdata_cp_ch)$

$RT_mtMod_bg_ch = FFT(RT_mtdataat_ch)$

$RT_mtMod_ch = rmvBG(RT_mtMod_bg_ch)$

$hFmmse = MMSE(RT_mtMod_ch)$ **ou** $hFls = LS(RT_mtMod_ch)$ % A estimação da resposta impulsiva do canal é feita nos algoritmos de equalização

Equalização

$RT_vtMod = RT_mtMod_ch/hFmmse$ **ou**

$RT_vtMod = RT_mtMod_ch/hFls$

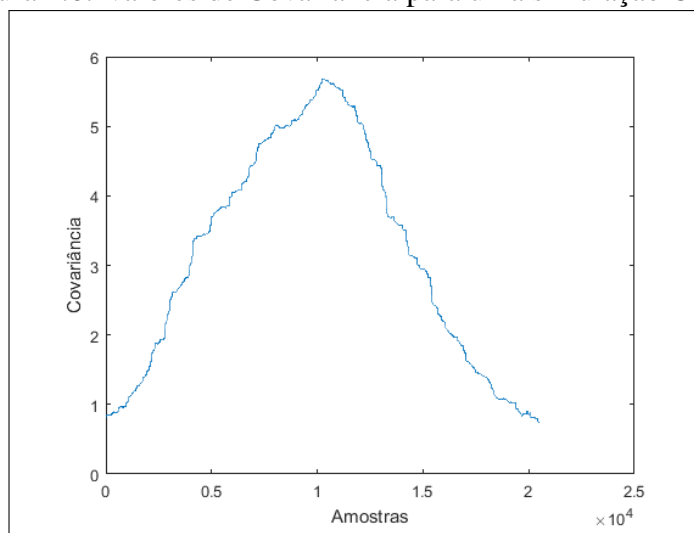
$bh = unMod(RT_vtMod)$

end

% Estatísticas Cálculo da BER vs E_b/N_0 .

a duração da janela será igual a do prefixo cíclico, por outro lado, se for baseada em um símbolo OFDM, então terá a duração de um símbolo OFDM. Note também que quando as duas janelas estiverem varrendo a sequência recebida à procura do ponto de sincronização, há um comportamento crescente nos valores de covariância, isso é devido as janelas estarem se aproximando do ponto de sincronização, ou seja, as janelas estão se tornando mais parecidas. No ponto máximo, as janelas atingiram o ponto máximo de semelhança e este é o ponto de sincronização. Analogamente, o comportamento decrescente significa dizer que as janelas estão se tornando menos semelhantes, ou seja, o ponto de sincronização já passou. Esse comportamento é ilustrado na Figura 4.6, que mostra os valores calculados da covariância máxima nas janelas do algoritmo para dois símbolos OFDM iguais recebidos.

Figura 4.6: Valores de Covariância para uma simulação OFDM



Fonte: o próprio autor.

Os equalizadores LS e MMSE foram baseados na formulação disponível em [Cho et al. 2010]. Para as simulações apresentadas nas Seções 5.2 e 5.2.1 foi utilizado o equalizador MMSE.

4.1.5 GFDM com recepção MF, ZF e MMSE

O simulador GFDM implementado segue a formulação da Seção 3.2 na transmissão e recepção. Algumas características desse simulador podem ser destacadas, tais como:

1. Implementação da matriz A;
2. Estimação do canal sem fio ideal;
3. Estimação do canal sem fio realizada por pilotos;
4. Equalização LS e ideal;
5. Normalização da energia recebida;
6. Recepção MF, ZF, MMSE;

O pseudo-código 5 mostra a cadeia de transmissão digital simplificada do GFDM. Informações sobre tempo de símbolo GFDM e duração do canal sem fio também estão presentes nesse simulador. A Tabela 4.2 resume as principais funcionalidades implementadas nos simuladores OFDM e GFDM.

Tabela 4.2: Funcionalidades implementadas nos simuladores.

Funcionalidades implementadas	Simulador OFDM (Pseudo-Código 3)	Simulador OFDM (Pseudo-Código 4)	Simulador GFDM (Pseudo-Código 5)
Filtro FIR formatador de pulso	x	✓	✓
Símbolos Piloto	x	✓	✓
Equalização Ideal	✓	✓	✓
Equalização MMSE ou LS	x	✓	Apenas LS
Prefixo Cíclico	✓	✓	✓
Banda de Guarda	✓	✓	✓
Resposta Impulsiva do Canal Simplificada	✓	✓	✓
Resposta Impulsiva do Canal Real	x	✓	x
Sincronização Temporal	Não há necessidade	✓	Não há necessidade
Tempo de Simulação	Rápido	Moderado	Moderado

Fonte: o próprio autor.

4.2 Canais Implementados

Como forma de validar o simulador e analisar o desempenho em canais dispersivos, canais amplamente difundidos na academia foram implementados, além dos canais submarinos que são os objetos de estudo deste trabalho. São eles:

1. Canal eletromagnético seletivo em frequência no ar, ex: canal TDL (*Tapped Delay Line*);
2. Canal eletromagnético seletivo em frequência com variabilidade temporal no ar para as velocidades 3km/h (modelo para pedestre) e 120km/h (modelo para veículos), ex: canal TDL com doppler;
3. Canal acústico submarino com efeitos de Larga Escalas;
4. Canal acústico submarino com os efeitos de Larga e Pequena escala;
5. Canal acústico submarino com os efeitos de Larga e Pequena escalas com doppler severo.

Para os canais eletromagnéticos, o diagrama de blocos da Figura 4.7 mostra de uma maneira simples como é gerado a variável h , que representa o canal sem fio nas simulações. De maneira análoga, a Figura 4.8 ilustra a geração da variável h para os canais submarinos por meio de um diagrama de blocos.

Foi utilizado para o canal acústico submarino sobre os efeitos de Larga e Pequena escalas com doppler, a velocidade veicular do AUV REMUS 100 que é de $9,36\text{ km/h}$ [Konsberg 2018]. As Tabelas 4.3 e 4.4 mostram os principais parâmetros utilizados nas simulações. Além disso, as Figuras 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 e 4.14 mostram a magnitude da resposta em frequência de uma realização de cada um dos canais analisados. Note que

Algoritmo 5: Pseudo-Código do Simulador GFDM**1 Inicia:**

- Quantidade de bits
- Filtro FIR
- Número de subsímbolos M
- Número de subportadoras K
- Intervalo de Guarda (Prefixo Cíclico)
- Tempo de Símbolo e variáveis relacionadas (T_s e $namostras$)

$$A = GFDM_matrix(M, K, filtro_FIR)$$
for $e_b/n_{0i} = 1, \dots, E_b/N_0$ **do**
Transmissor

$b \in U[0, 1]$ % Inicializar a sequência aleatória de bits;
 $d = Mod(b)$ % Modular b na modulação escolhida;
 $d_bg = BG(b)$ % Adicionar a banda de guarda, se necessário;
 $gfdm_signal = A * d_bg$ % Multiplexacao GFDM;
 $gfdm_signal_cp = CP(gfdm_signal)$ % Adicionar o prefixo cíclico;

Canal

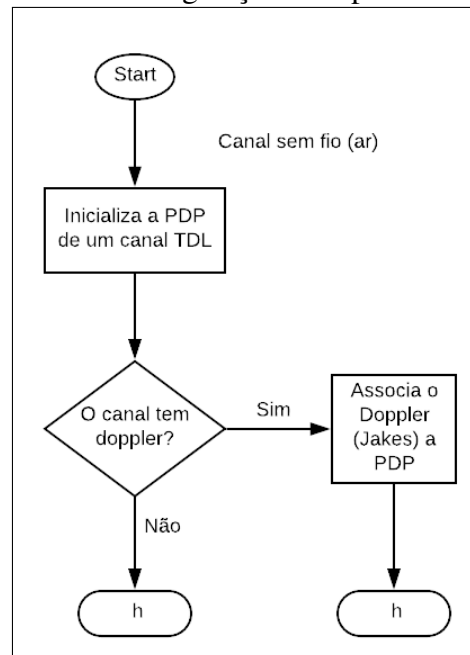
h % Inicializar a resposta impulsiva do canal, deve está em concordância com o tempo de símbolo do sistema (T_s) e a quantidade de amostras ($namostras$)
 $rt_gfdm_signal_cp = conv(gfdm_signal_cp, h) + AWGN(e_b/n_{0i})$

Receptor

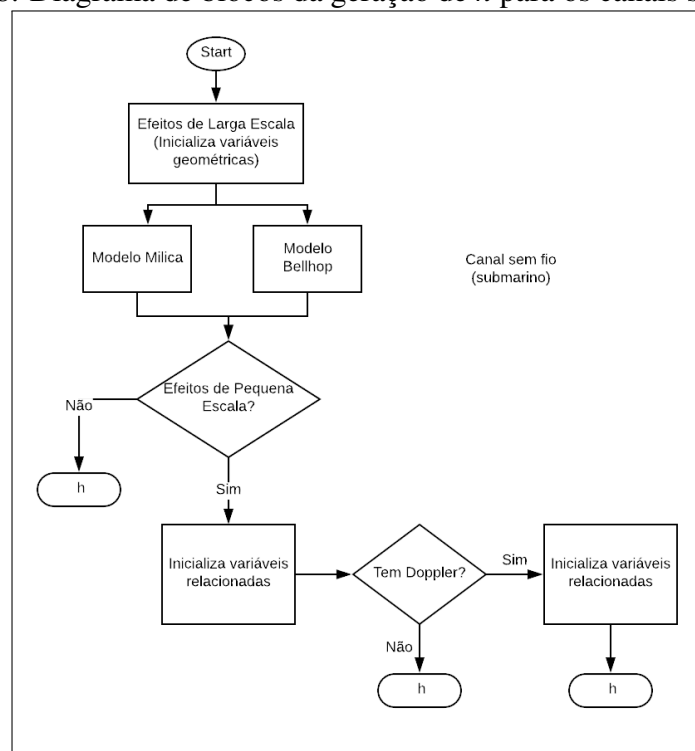
$rt_gfdm_signal = rmvCP(rt_gfdm_signal_cp)$ % Retirar o prefixo cíclico
 $H = Est_{LSideal}(rt_gfdm_signal)$ % Estimação LS ou ideal H
 $rt_gfdm_signal_eq = rt_gfdm_signal / H$ % Equalização
 $B_{MF} = \mathbf{A}^H; \mathbf{B}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1}; \mathbf{B}_{MMSE} = (\frac{\sigma_w^2}{\sigma_{gfdm}^2} \mathbf{I} + \mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H;$
 $dh_{MF_bg} = \mathbf{B}_{MF} * rt_gfdm_signal_eq$ % Recepção **MF**;
 $dh_{ZF_bg} = \mathbf{B}_{ZF} * rt_gfdm_signal_eq$ % Recepção **ZF**;
 $dh_{MMSE_bg} = \mathbf{B}_{MMSE} * rt_gfdm_signal_eq$ % Recepção **MMSE**;
 $dh_{MF} = rmvBG(dh_{MF_bg})$ % Remover a banda de Guarda, se necessário;
 $dh_{ZF} = rmvBG(dh_{ZF_bg})$ % Remover a banda de Guarda, se necessário;
 $dh_{MMSE} = rmvBG(dh_{MMSE_bg})$ % Remover a banda de Guarda, se necessário;
 $dh_{MF} = normalizacao_energia(dh_{MF})$
 $dh_{ZF} = normalizacao_energia(dh_{ZF})$
 $dh_{MMSE} = normalizacao_energia(dh_{MMSE})$
 $bh_{MF} = unMod(dh_{MF})$ % Recuperar os bits; $bh_{ZF} = unMod(dh_{ZF})$ %
 Recuperar os bits; $bh_{MMSE} = unMod(dh_{MMSE})$ % Recuperar os bits;

end

% Cálculo das Estatísticas

Figura 4.7: Diagrama de blocos da geração de h para os canais eletromagnéticos.

Fonte: o próprio autor.

Figura 4.8: Diagrama de blocos da geração de h para os canais submarinos.

Fonte: o próprio autor.

a medida que os canais possuem mais efeitos atenuantes, mais severa é a atenuação em frequência.

Tabela 4.3: Parâmetros dos Canais Eletromagnéticos implementados.

Parâmetros	Canal TDL	Canal TDL com Doppler
PDP	[0 -1 -2 -2 -3] dB	ITU-R Pedestrian (3km/h) ITU-R Vehicular (120km/h)
Delay	[0 1 2 3 4] ms	ITU-R Pedestrian (3km/h) ITU-R Vehicular (120km/h)
Doppler	-	Modelo de Jakes

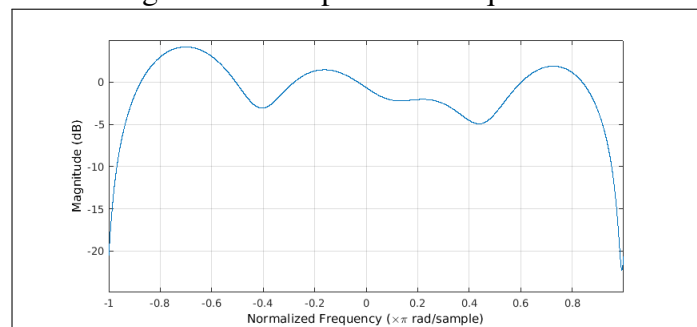
Fonte: o próprio autor.

Tabela 4.4: Parâmetros dos Canais Submarinos implementados.

Parâmetros	Canal Submarino LS (Simplificado Milica)	Canal Submarino LS (Modelo Bellhop) e SS	Canal Sumarino LS (Modelo Bellhop) e SS com Doppler
Profundidade do Mar	100 m	100 m	100 m
Profundidade do Tx	30 m	30 m	30 m
Profundidade do Rx	60 m	60 m	60 m
Distância entre Tx e Rx	500 m	500 m	500 m
Micropercursos	-	20	20
Doppler	-	Movimento não-intencional = 0.36 km/h Movimento veicular = 0 km/h Ondas do Mar = 0.004 km/h	Movimento não-intencional = 0.36 km/h Movimento veicular = 9.36 km/h Ondas da Mar = 0.004 km/h
Frequência	10 kHz	10 kHz	10 kHz
Espalhamento temporal	0.40 s	0.95 s	0.95 s

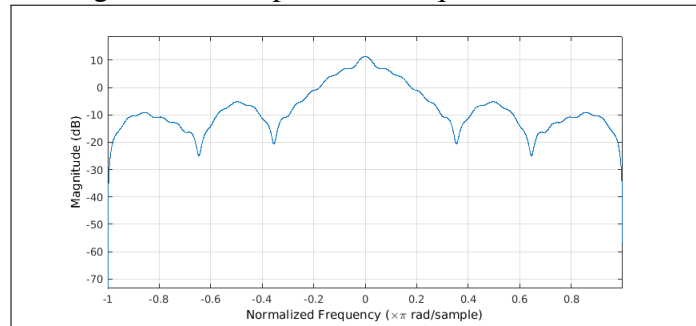
Fonte: o próprio autor.

Figura 4.9: Magnitude da resposta em frequência do canal TDL.



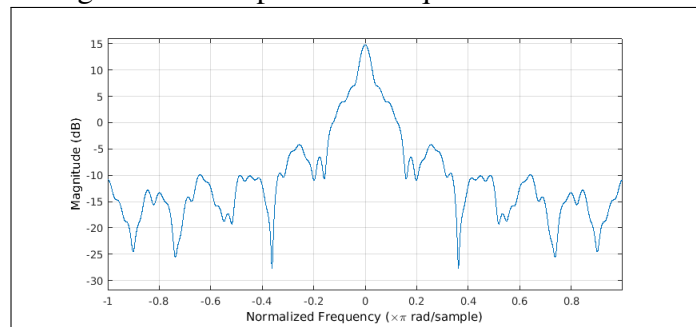
Fonte: o próprio autor.

Figura 4.10: Magnitude da resposta em frequência do canal TDL a 3km/h.



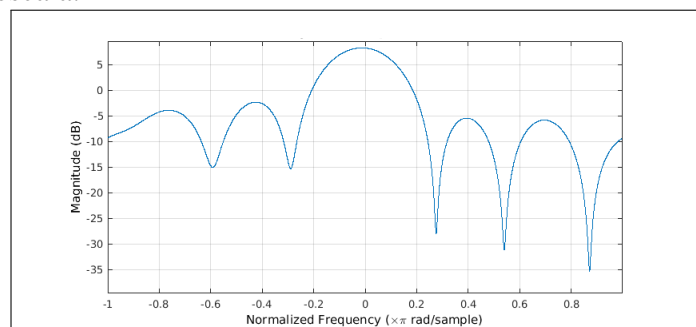
Fonte: o próprio autor.

Figura 4.11: Magnitude da resposta em frequência do canal TDL a 120km/h.



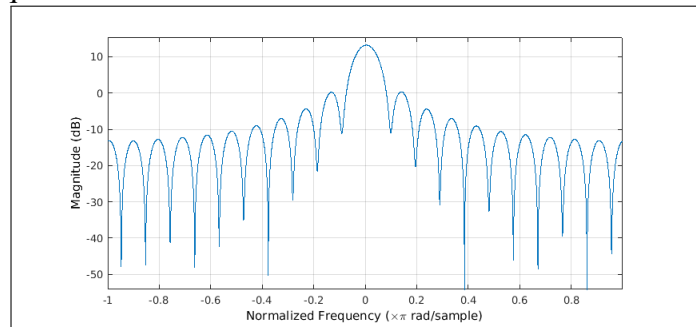
Fonte: o próprio autor.

Figura 4.12: Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com apenas os efeitos de larga escala.



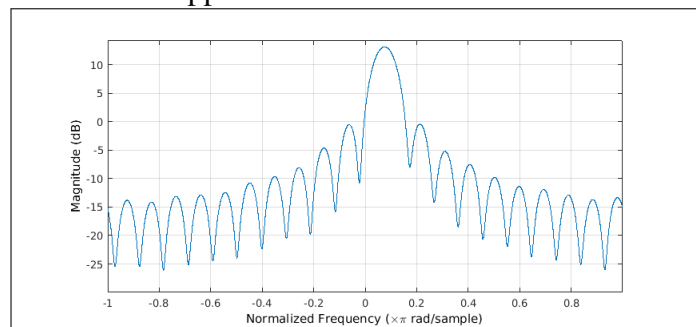
Fonte: o próprio autor.

Figura 4.13: Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com os efeitos de larga escala e pequena escala.



Fonte: o próprio autor.

Figura 4.14: Magnitude da resposta em frequência do canal submarino com os efeitos de larga e pequena escala com Doppler.

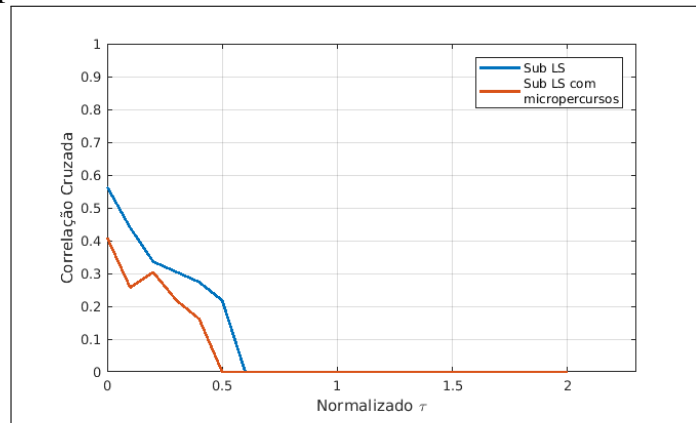


Fonte: o próprio autor.

A Figura 4.15 mostra a função temporal de correlação cruzada entre o canal TDL e os canais submarino LS e submarino LS e SS, cujos principais efeitos atenuantes são o multipercurso e multipercurso adicionalmente com os micropercursores, respectivamente. Note que é esperado que o desempenho do canal submarino com os efeitos de larga escala seja mais semelhante ao desempenho do canal TDL.

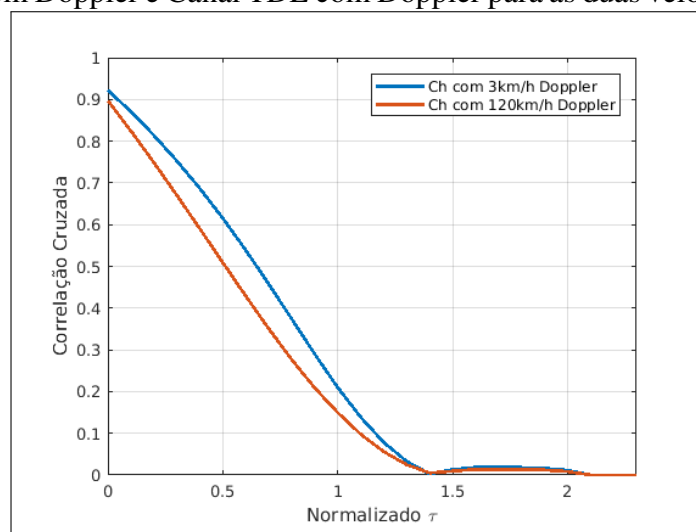
Já a Figura 4.16 mostra a função temporal de correlação cruzada entre o canal submarino LS (Modelo Bellhop) e SS com Doppler com os canais TDL com Doppler para as duas velocidades definidas anteriormente. É importante notar que é esperado que o desempenho do canal Submarino analisado seja semelhante com o canal TDL com Doppler para a velocidade de 3km/h .

Figura 4.15: Função temporal de correlação cruzada do canal TDL e canal Submarino LS e LS com micropercursores.



Fonte: o próprio autor.

Figura 4.16: Função temporal de correlação cruzada do canal submarino LS (Modelo Bellhop) e SS com Doppler e Canal TDL com Doppler para as duas velocidades definidas.



Fonte: o próprio autor.

Capítulo 5

Resultados e Discussões

Neste Capítulo são mostrados as configurações utilizadas nos simuladores e os resultados das simulações com base nesses parâmetros. O desempenho é avaliado por meio de curvas de taxa de erro de bit (BER) para valores de E_b/N_0 entre 0 e 25 dB (com a E_b normalizada para 1). Configurações diferentes do sistema e do canal são identificadas por legenda e geram curvas distintas. Os resultados estão separados em três seções: desempenho em canais com 1) Desvanecimento de larga escala; 2) Desvanecimento de larga e pequena escala e; 3) Desvanecimento de larga e pequena escala com Doppler.

A Tabela 5.1 mostra as configurações dos simuladores que são válidas para todas as simulações. A largura de banda utilizada segue o padrão e a tendência de outros trabalhos na área como [Qarabi & Stojanovic 2013, ?]. Note que são utilizadas dois valores de subportadoras diferentes para o GFDM, isso foi feito por motivos de comparação entre OFDM e GFDM no quesito eficiência espectral e quantidade de informação transmitida. O OFDM analisado possui 128 subportadoras o que lhe daria uma quantidade máxima de 128 amostras a serem transmitidas por símbolo OFDM, já o GFDM se tem 14 subportadoras * 9 subsímbolos = 126 ($N = KM$) amostras possíveis de serem transmitidas. Por outro lado, para preencher a lacuna de como seriam os resultados com ambas as técnicas com a mesma quantidade de subportadoras, estabeleceu-se utilizar 128 subportadoras para o GFDM também.

Por fim, na Tabela 5.2 são mostrados os parâmetros utilizados nas simulações para cada canal analisado. Embora não haja uma padronização para os sistemas submarinos utilizando as formas de onda estudadas, a análise da variação dos parâmetros é importante para definir qual técnica é recomendada considerando os diferentes cenários analisados.

5.1 Desvanecimento de Larga Escala

Os principais parâmetros utilizados nas análises feitas nesta Seção estão presentes nas Tabelas 5.1 e 5.2. Dentre os canais estudados, o canal TDL foi escolhido por apresentar similaridades com a modelagem do canal submarino de larga escala apresentada na Seção 2.1.1 e por ter desempenho conhecido para sinais OFDM, o que serviu como *benchmarking* e atestado da correta modelagem do sistema OFDM construído. Especificamente para esse cenário foi utilizado o OFDM apresentado no pseudo-código 3. Para as outras formas de onda foram utilizados seus respectivos simuladores.

Tabela 5.1: Parâmetros genéricos dos simuladores.

Parâmetros da Simulação do FSK	
Portadoras	5 e 10 kHz
Detector não-coerente	Via FFT
Largura de Banda	10 kHz
Parâmetros da Simulação do OFDM	
Subportadoras	128
Modulação	4-QAM
Prefixo Cíclico	\geq Espalhamento do atraso
Largura de Banda	10 kHz
Parâmetros da Simulação do GFDM	
Filtro FIR	RRC ($\alpha = 0.5$)
Subportadoras	{14, 128}
Subsímbolos	9
Modulação	4-QAM
Prefixo Cíclico	\geq Espalhamento do atraso
Largura de Banda	10 kHz

Fonte: o próprio autor.

Tabela 5.2: Parâmetros dos simuladores por canal.

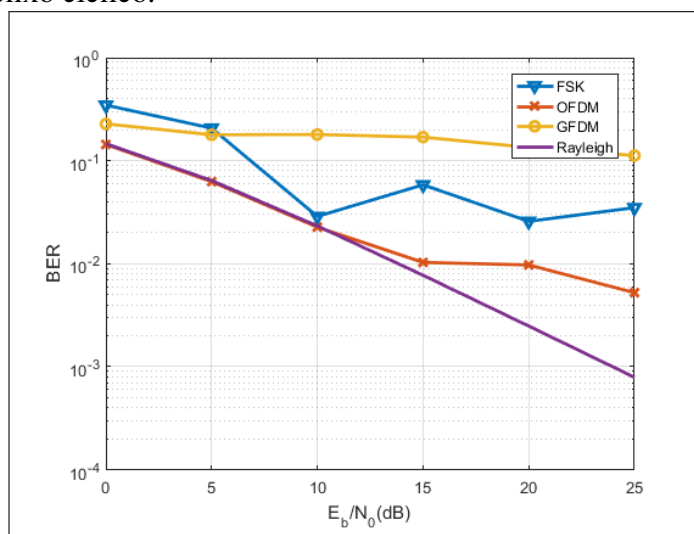
Simulador	Simulador						
	FSK	OFDM			GFDM		
Parâmetros	Ts	Ts	Estimação h(t)	Espaçamento dos pilotos	Ts	Estimação h(t)	Espaçamento dos pilotos
Canal TDL	10 ms	1 ms	DFT	-	1 ms	Piloto e LS	1 a cada 6 símbolos de dados
Canal TDL com Doppler	$T_{s3kmh} = 1 \text{ ms}$ $T_{s120kmh} = 1 \text{ ms}$	$T_{s3kmh} = 1 \mu\text{s}$ $T_{s120kmh} = 100 \mu\text{s}$	Piloto e MMSE	1 a cada 8 subportadoras	$T_{s3kmh} = 1 \mu\text{s}$ $T_{s120kmh} = 50 \mu\text{s}$	Piloto e LS	1 a cada 6 símbolos de dados
Canal Submarino LS	0.5 s	0.35 s	DFT	-	0.35 s	Piloto e LS	1 a cada 6 símbolos de dados
Canal Submarino LS e SS	{0.5,1} s	{0.5,1} s	Piloto e MMSE	1 a cada 8 subportadoras	{0.5,1} s	Piloto e LS	1 a cada 6 símbolos de dados
Canal Submarino LS e SS com Doppler	0.5 s	0.5 s	Piloto e MMSE	1 a cada 8 subportadoras	0.5 s	Piloto e LS	1 a cada 6 símbolos de dados

Fonte: o próprio autor.

A Figura 5.1 mostra o desempenho do FSK, OFDM e GFDM no canal TDL apresentado. Para esse cenário, o OFDM se destaca por ter a melhor BER logo convergindo para o teórico plano (curva Rayleigh), contudo é evidenciado ainda que há a presença do piso de erro para alta E_b/N_0 . Em seguida em termos de desempenho, vem o FSK com sua robustez ao multipercurso o que lhe garante um nível mediano de BER. No caso do GFDM, é possível notar que seu desempenho foi extremamente afetado pelo multipercurso, devido principalmente a dois motivos, o baixo número de subportadoras e a não-ortogonalidade de suas subportadoras, o que já garante erros em canais seletivos.

Já na Figura 5.2 é possível ver o desempenho dessas formas de onda para valores diferentes de subportadoras (no caso de GFDM) e o uso do prefixo cíclico, presentes no OFDM e GFDM. É possível notar que o desempenho do GFDM melhorou consideravelmente com o piso de erro aparecendo apenas em alta E_b/N_0 . Para o OFDM, sua BER alcançou o nível esperado, tendendo ao canal plano. Algumas outras conclusões podem ser tomadas como o uso do prefixo cíclico ter evitado a perda de ortogonalidade entre subportadoras, mitigando a interferência entre elas.

Figura 5.1: Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) para canal TDL sem o uso de prefixo cíclico.

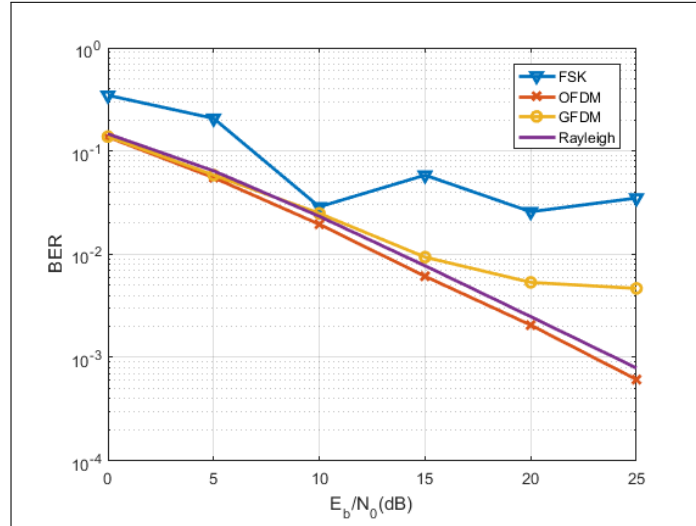


Fonte: o próprio autor.

As Figuras 5.3 e 5.4 mostram o desempenho das formas de onda estudadas para o canal submarino com apenas os efeitos de larga escala. Na Figura 5.3 é fácil perceber que o GFDM possui o melhor desempenho com o piso de erro aparecendo apenas em alta E_b/N_0 , embora o OFDM possua uma quantidade maior de subportadoras, seu desempenho é pior do que o do GFDM, embora sigam a mesma tendência. O destaque fica para o FSK que para baixa E_b/N_0 possui alta taxa de erro, porém a partir de $E_b/N_0 = 15$ dB seu desempenho melhora, chegando a uma $BER = 0$ a partir de 20dB.

Para a Figura 5.4 é utilizado uma configuração de 128 subportadoras para o GFDM e o uso do prefixo cíclico para ambos OFDM e GFDM para o mesmo cenário da Figura 5.3. É possível notar que a taxa de erro para ambos OFDM e GFDM, melhoraram bastante,

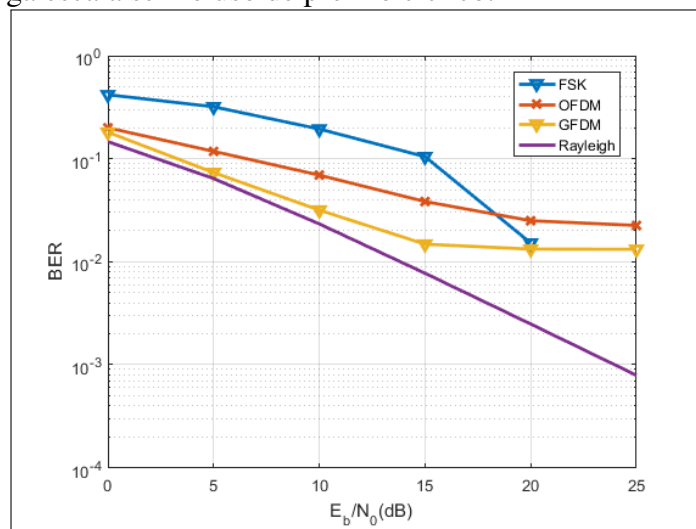
Figura 5.2: Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) para canal TDL com o uso de prefixo cíclico.



Fonte: o próprio autor.

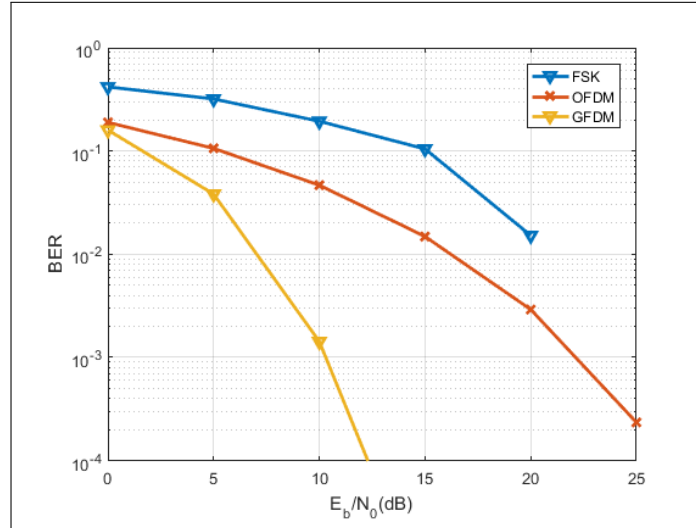
inclusive em termos da taxa de erro. Pode se inferir a partir disso que os sistemas do OFDM e, principalmente, GFDM não sofrem tanto o efeito do multipercurso para esse canal, porém sofrem dos outros efeitos presentes no canal submarino de larga escala. É importante destacar que os efeitos atenuantes inseridos para cada modelo de canal desta seção são os mais simples deste trabalho e, portanto, é esperado que os resultados obtidos sejam os melhores.

Figura 5.3: Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) para canal submarino de larga escala sem o uso de prefixo cíclico.



Fonte: o próprio autor.

Figura 5.4: Desempenho FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) para canal submarino de larga escala com o uso de prefixo cíclico.



Fonte: o próprio autor.

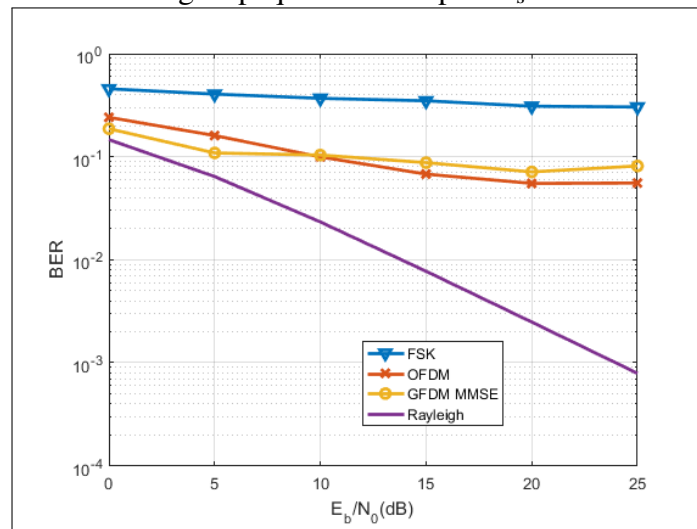
5.2 Desvanecimento de Larga e Pequena Escalas

Nesta Seção são analisados o desempenho para as formas de onda estudadas em um canal submarino com os efeitos de larga e pequena escala sem a presença de doppler severo. Há a presença de um Doppler simples, causado não pelos movimentos intencionais dos transceptores, mas pelos não-intencionais e pelo movimento das ondas do mar. Além disso, os efeitos de larga escala são modelados seguindo o Algoritmo Bellhop por meio da ferramenta *Acoustic Toolbox* [of Naval Research 2018], e os efeitos de pequena escala (micropercursores) segue a formulação da Equação (2.14). O conjunto desses efeitos traz para a simulação um tom mais realista do que a modelagem da Seção anterior. Os principais parâmetros utilizados na geração desse canal podem ser vistos na Tabela 4.4.

A Figura 5.5, mostra o desempenho do FSK, OFDM e GFDM sem o uso do prefixo cíclico no canal analisado para $T_s = 0.5$ s. A BER para todas as formas de onda tiveram desempenho longe do canal Rayleigh. Note que a curva referente ao OFDM teve desempenho semelhante a curva do GFDM, embora este tenha apenas 14 subportadoras. Na Figura 5.6 aumentando a quantidade de subportadoras do GFDM e, assim, igualando as eficiências espectrais dos mesmos, é possível notar uma superioridade do GFDM em relação ao OFDM nesse cenário.

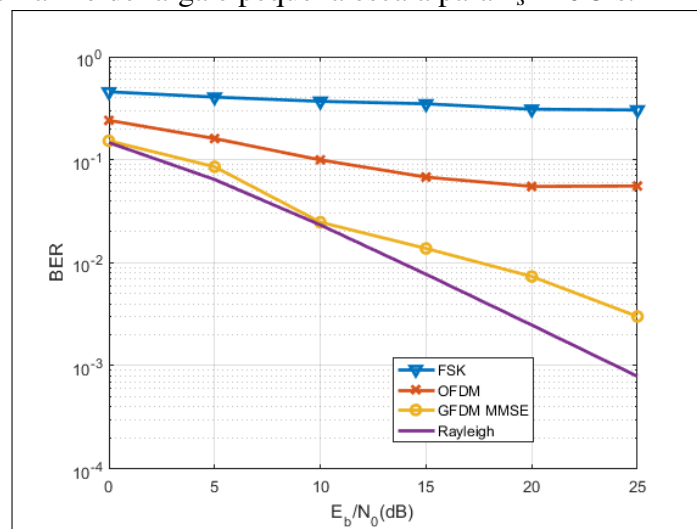
Na Figura 5.7 é ilustrado o desempenho das formas de onda com o uso do prefixo cíclico para o OFDM e GFDM. Note que há uma melhora na curva do OFDM, porém nenhuma diferença significativa é notada no GFDM. Já na Figura 5.8, com o aumento do tempo de símbolo de todas as formas de onda é possível notar uma melhora significativa

Figura 5.5: FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.



Fonte: o próprio autor.

Figura 5.6: FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.

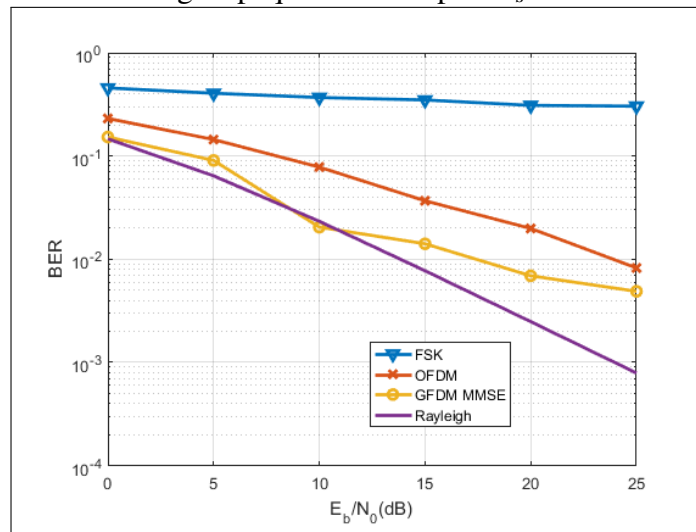


Fonte: o próprio autor.

do desempenho do FSK e OFDM. Para o OFDM, uma concordância com a curva Rayleigh é notada e $BER = 0$.

Importante destacar que embora o aumento do tempo de símbolo diminua a BER, isso significa que menos informação está sendo transmitida, em outras palavras, maior o tempo de símbolo menor a taxa de transmissão de bits. É importante destacar também que a inserção dos efeitos de pequena escala causam degradação severa da BER, necessitando mudança na numerologia das formas de onda como maneira de gerenciar a eficiência e desempenho do enlace.

Figura 5.7: FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal submarino de larga e pequena escala para $T_s = 0.5$ s.



Fonte: o próprio autor.

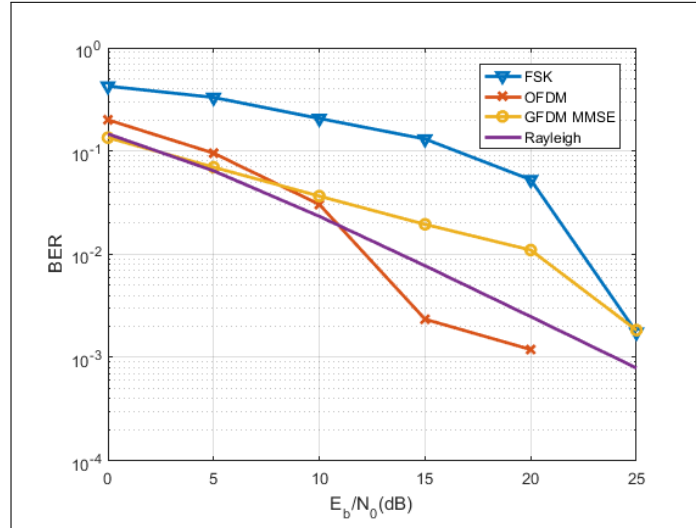
5.2.1 Desvanecimento de Larga e Pequena Escalas com Doppler

Nesta Seção são analisados o desempenho do FSK, OFDM e GFDM nos canais submarinos com os efeitos de larga e pequena escala com doppler severo, bem como do canal eletromagnético seletivo em frequência com desvanecimento seletivo no tempo para duas velocidades distintas. O canal eletromagnético é modelado seguindo as PDPs (*Power Delay Profile*) ITU-R *Pedestrian* e ITU-R *Vehicular* para as velocidades $v = 3$ km/h e $v = 120$ km/h, respectivamente. Já o canal submarino é modelado seguindo, para os efeitos de Larga Escala, o modelo de Bellhop mostrado na Seção 2.1.2 e, para os efeitos de Pequena Escala, o modelo apresentado na Seção 2.2. Os principais parâmetros utilizados na geração desse canal, podem ser vistos na Tabela 4.4.

Para a análise feita nesta Seção foi utilizado o simulador OFDM descrito no algoritmo 4. Para os outras formas de onda foram utilizados seus respectivos simuladores.

A Figura 5.9 ilustra o desempenho FSK, OFDM e GFDM no canal de desvanecimento seletivo em frequência com doppler a 3 km/h e com um tempo de símbolo diferente para cada forma de onda de $T_{sFSK} = 1$ ms, $T_{sOFDM} = 1$ μ s, $T_{sGFDM} = 1$ μ s. Note que o FSK por

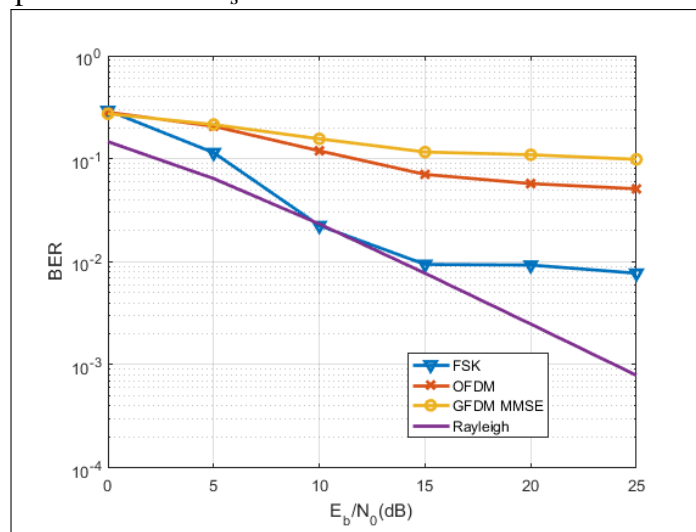
Figura 5.8: FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal Submarino de larga e pequena escala para $T_s = 1$ s.



Fonte: o próprio autor.

ter o maior tempo de símbolo é esperado que tenha o melhor desempenho, em seguida vem o OFDM e GFDM, em termos de BER. A diferença de desempenho embora pequena entre o OFDM e GFDM é devido, principalmente, ao número de subportadoras diferentes. Em resumo, as três técnicas analisadas são afetadas pelo canal em questão, com a presença do piso de erro.

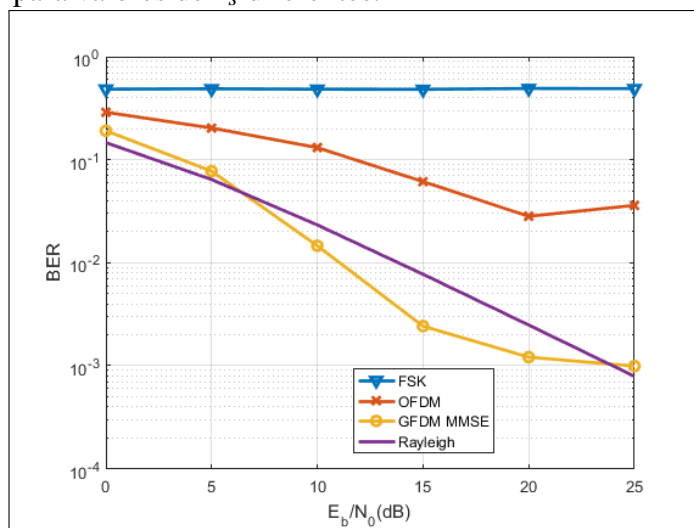
Figura 5.9: BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo pedestre para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes.



Fonte: o próprio autor.

Já a Figura 5.10 mostra desempenho das técnicas estudadas no canal de desvanecimento seletivo em frequência com Doppler a 120 km/h para um tempo de símbolo $T_{sFSK} = 1\text{ms}$, $T_{sOFDM} = 100\mu\text{s}$, $T_{sGFDM} = 50\mu\text{s}$. É importante destacar a necessidade de aumentar o tempo de símbolo para um canal com maior variabilidade temporal. Foi necessário aumentar em cem vezes o tempo do símbolo OFDM e cinquenta vezes o do GFDM comparado com o cenário anterior para alcançar os patamares de BER vs. E_b/N_0 mostrados na figura. Para o FSK, no entanto, T_s não sofreu alterações. No que se refere ao desempenho analisado, é fácil notar que o GFDM possui melhor desempenho, seguindo uma concordância com o canal Rayleigh, com destaque para o uso de apenas 14 subportadoras. O desempenho do OFDM com 128 subportadoras e, principalmente, do FSK são extremamente afetados pelo multipercurso e variabilidade temporal do canal.

Figura 5.10: BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo veicular para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes.

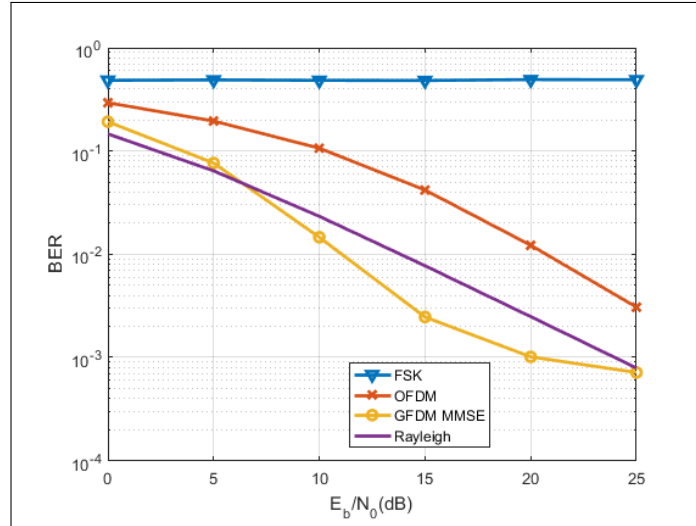


Fonte: o próprio autor.

A Figura 5.11 mostra o desempenho do mesmo cenário da Figura 5.10, porém agora com o uso do prefixo cíclico no OFDM e GFDM. Note que apenas o OFDM, possui uma melhora em sua curva, não há alterações na curva do GFDM. Isso é devido a quantidade de prefixo cíclico inserido para ambas as formas de onda é diferente, enquanto que para OFDM é inserido um prefixo cíclico em cada símbolo OFDM, no GFDM um prefixo cíclico é inserido para todos os blocos de subsímbolos, a Figura 3.3 ilustra essa característica. Esse comportamento pode ser verificado também no trabalho [Michailow, Krone, Lentmaier & Fettweis 2012], que trata da BER vs. E_b/N_0 do GFDM em canais seletivos em frequência.

Agora serão analisados o desempenho das formas de onda no canal submarino com todos os efeitos atenuantes e com doppler severo. A Figura 5.12 mostra o as curvas BER vs. E_b/N_0 para as três formas de onda analisadas no canal submarino em questão para um $T_s = 0.5\text{s}$. Note que o desempenho das três curvas estão longe Rayleigh, demonstrando como a variabilidade temporal e em frequência o canal submarino são limitantes de seu

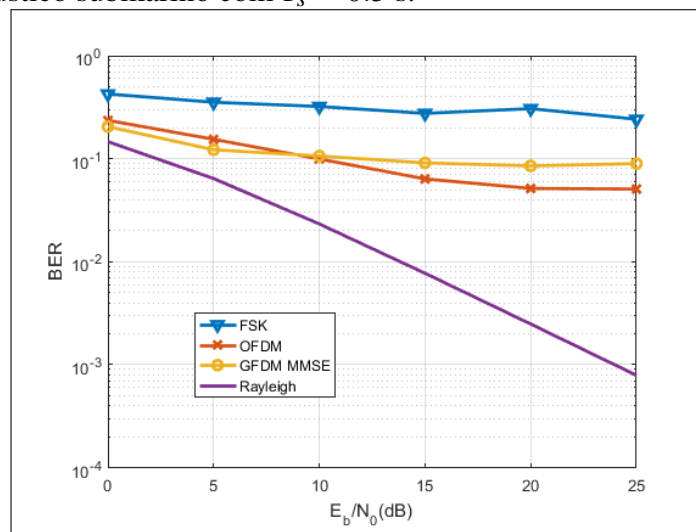
Figura 5.11: BER vs. E_b/N_0 para o canal eletromagnético do tipo veicular para FSK, OFDM e GFDM para valores de T_s diferentes com o uso de prefixo cíclico.



Fonte: o próprio autor.

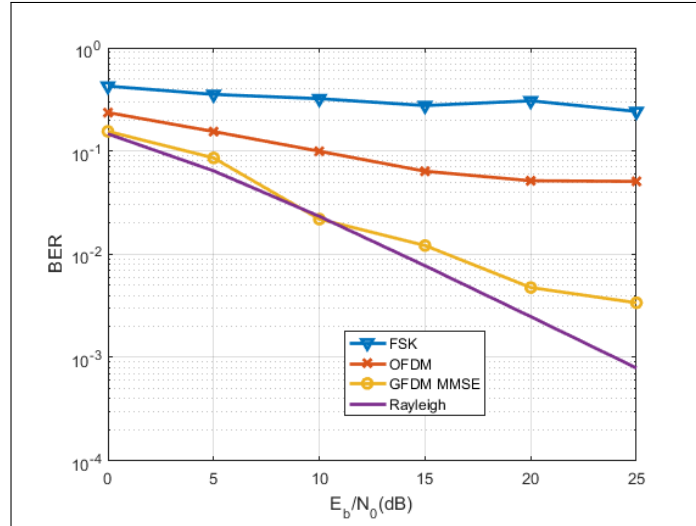
desempenho. É importante destacar que o GFDM embora tenha apenas 14 subportadoras, possui desempenho semelhante ao OFDM que possui 128 subportadoras. Na Figura 5.13, ao aumentar o número de subportadoras do GFDM, vê-se uma melhora em seu desempenho. É possível notar similaridades com as Figuras 5.10 e 5.6 cujos canais são o TDL com doppler (120km/h) e Submarino LS e SS, respectivamente.

Figura 5.12: FSK, OFDM e GFDM (com 14 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.



Fonte: o próprio autor.

Figura 5.13: FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) sem o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.



Fonte: o próprio autor.

Finalmente, a Figura 5.14 ilustra o desempenho das técnicas estudadas no mesmo canal acústico submarino em questão, porém como a adição do prefixo cíclico. Essa adição traz ao sistema uma melhora na curva do OFDM, algo não visto na curva do GFDM. Assim como na análise sem prefixo cíclico, é possível notar similaridades com as curvas das Figuras 5.11 e 5.7. Além disso essa similaridade no desempenho pode ser também inferida através da Figura 4.16 que mostra a função temporal de correlação cruzada entre os canais submarino com os efeitos de larga e pequena escala com doppler Severo com os canais TDL com Doppler analisados.

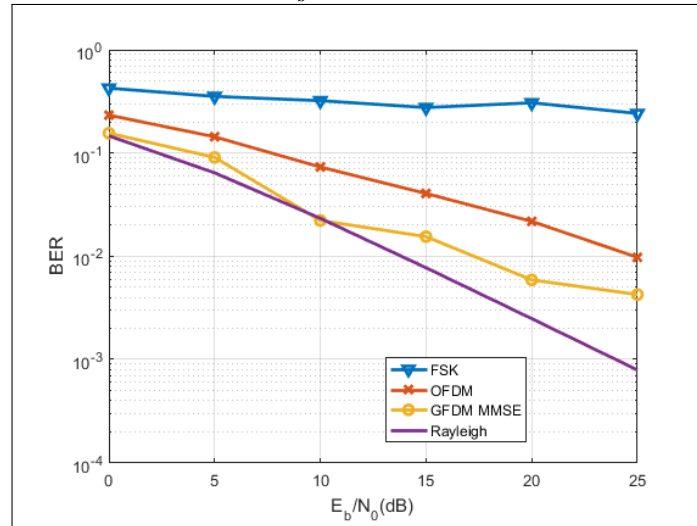
5.3 Comentários Finais

Este Capítulo teve como principal objetivo a apresentação e discussão dos resultados obtidos com o uso dos simuladores apresentados no capítulo anterior.

Os principais objetivos dessa dissertação foram alcançados, como o estudo dos canais submarinos e o desempenho das formas de onda nesse ambiente. Para isso, foram modelados os efeitos atenuantes de um meio subaquático utilizando formulações e algoritmos com graus de realidade e complexidade diferentes, em conjunto com o uso de formas de onda com graus de complexidade e robustez diferentes.

Os resultados evidenciam que o comportamento de algumas formas de onda são semelhantes entre si, embora alguns de seus parâmetros não sejam. Particularmente para os canais submarinos, uma novidade é que a BER é severamente afetada pelo doppler, mesmo para casos considerados brandos. Esse comportamento pode ser justificado pelos fatores geométricos apresentados no modelo. Algumas conclusões gerais podem ser aplicadas a praticamente todas os cenários analisados, como o deterioramento do

Figura 5.14: FSK, OFDM e GFDM (com 128 subportadoras) com o uso do prefixo cíclico em um canal acústico submarino com $T_s = 0.5$ s.



Fonte: o próprio autor.

desempenho das formas de onda perante a canais que apresentam seletividade.

Embora este trabalho tenha feito a análise a partir da BER, é possível estender as conclusões qualitativas para a taxa de transmissão de bits e eficiência espectral, por exemplo. Além disso, o uso de mais subportadoras, tempos de símbolos cuidadosamente projetados, prefixos cíclicos e técnicas de estimação mais robustas podem melhorar o desempenho final do sistema submarino com múltiplas portadoras.

Capítulo 6

Produção e Perspectivas

Neste Capítulo são apresentados os produtos tangíveis oriundos deste trabalho e perspectivas de sua continuidade.

6.1 Produtos Tangíveis

Como parte das atividades de pesquisa do autor deste trabalho dentro do grupo de pesquisa GppCom, e mesmo como forma de incentivo ao aprendizado científico inicial deste trabalho, resultados preliminares de análise de desempenho foram publicados em congressos nacionais e internacionais, entre eles:

- "*Sistema OFDM em Canais Acústicos Submarinos com Desvanecimento por Multipercursos*", aceito e apresentado no SBrT 2017 (Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais). Esse artigo visa realizar uma comparação de desempenho do OFDM em canais dispersivos eletromagnéticos e submarinos, evidenciando o impacto na BER do aumento no número de subportadoras e inserção de prefixo cíclico;
- "*OFDM over Underwater Acoustic Channel with Large and Small Scale Fading*", aceito no CSCI 2017 (*The 2017 International Conference on Computational Science and Computational Intelligence*, EUA). Esse artigo propõem uma análise de desempenho do OFDM em canais submarinos com efeitos de desvanecimento próximos aos reais e em canais eletromagnéticos com multipercursos e doppler.

Além de publicações acadêmicas, o conhecimento do tema em questão proporcionou a participação do autor em eventos de ensino, tais como:

- "*Participação na Disciplina de Comunicações Móveis - 2017.2*". O autor promoveu uma aula sobre as diferenças entre efeitos de larga e pequena escala no canal submarino e eletromagnético.
- "*Promoção de Aulas de Laboratório da Disciplina de Comunicações Móveis - 2017.2*". O autor, como atividade docência assistida (exigência da CAPES para bolsistas) e em concordância com o seu orientador, ministrou aulas de laboratório para os discentes implementarem um sistema OFDM e realizar uma análise de desempenho simples.,

Sem caráter oficial, porém com certa relevância, pode-se citar também algumas apresentações feitas internamente para membros do grupo GppCom. Uma delas, por exemplo, foi relacionada ao artigo *Sistema OFDM em Canais Acústicos Submarinos com Desvanecimento por Multipercursos* em que o autor pode compartilhar os sobre os principais conceitos envolvendo a modelagem do canal submarino e o desempenho do OFDM.

6.2 Perspectivas do trabalho

A análise de desempenho de novas formas de onda em canais submarinos já foi finalizada, mas as seguintes atividades podem ser feitas e algumas perspectivas podem ser levantadas para continuidade deste trabalho, entre elas:

- Publicar os resultados em forma de artigo de jornal ao incluir as três formas de onda e a análise dos efeitos do doppler severo.
- Explorar o projeto correto do tempo de símbolo de modo a otimizar a taxa de transmissão com um nível de BER vs. E_b/N_0 aceitável para cada cenário.
- Explorar o desempenho das formas de onda em termos da Eficiência Espectral e Taxas de Transmissão (*Throughput*).
- Implementação em USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) do OFDM e do GFDM em um canal acústico (*over-the-air* utilizando microfones e alto-falantes de dois laptops comerciais).
- A implementação com a USRP pode ser usada para colher amostras do canal acústico e realizar sua modelagem estatística;
- Levantamento de problemas e soluções de camadas superiores de uma rede de comunicação submarina (levantamento de estado da arte);
- Levantamento de capacidades do simulador ns-3 (Network Simulador, versão 3) para simular uma rede de comunicação submarina (o ns-3 possui um módulo para redes acústicas submarinas (o UAN). Com ele é possível modelar uma série de cenários submarinos, propor, implementar e avaliar soluções para as camadas 1, 2 e 3. O ns-3 traz também a modelagem de veículos autônomos submarinos, detalhando a sua mobilidade e autonomia energética.

Referências Bibliográficas

ABED [2018], ‘Abed - associação brasileira de estudos de defesa’.

URL: <http://www.abedef.org/>

Akyildiz, Ian F., Pu Wang & Zhi Sun [2015], ‘Realizing underwater communication through magnetic induction’, *IEEE Communications Magazine* .

Andrade, Iandra G & Marcello LR de Campos [2017], ‘Performance evaluation of multicarrier systems applied to underwater acoustic communications’, *SBrT* .

Arteaga, Juan Pablo Mayoral, Rodrigo Pereira David & Raimundo Sampaio Neto [n.d.], ‘Simultaneous detection and parallel interference cancellation in gfdm for 5g’, *SBrT* **5**, 6.

Berkhovskikh, L. & Y. Lysanov [1982], *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer.

Cho, Yong Soo, Jaekwon Kim, Won Young Yang & Chung G. Kang [2010], *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, Wiley Publishing.

Cox, William C., Jim A. Simpson & John F. Muth [2012], ‘Underwater optical communication using software defined radio over led and laser based links.’, *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE* .

Foundation, Ocean [2018], ‘Sea-web project’.

URL: <https://seaweb.org/>

Gaspar, Ivan Simões [2016], ‘Waveform advancements and synchronization techniques for generalized frequency division multiplexing’.

GEBCO [2018], ‘General bathymetric chart of the oceans’.

URL: <https://www.gebco.net/>

Gul, S., S. S. H. Zaidi, R. Khan & A. B. Wala [2017], Underwater acoustic channel modeling using bellhop ray tracing method, *em* ‘2017 14th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)’, pp. 665–670.

Guo, Hongzhi, Zhi Sun & Pu Wang [2017], ‘Multiple frequency band channel modeling and analysis for magnetic induction communication in practical underwater environments’, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* (Volume: 66, Issue: 8, Aug. 2017) .

Heidemann, John, Urbashi Mitra, James Preisig, Milica Stojanovic & Michele Zorzi [2008], ‘Guest editorial underwater wireless communication networks’, *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS* .

Heidemann, John, Wei Ye, Jack Wills, Affan Syed & Yuan Li [2006], ‘Research challenges and applications for underwater sensor networking’, *Wireless Communications and Networking Conference* .

Jaruwatanadilok, Sermsak [2008], ‘Underwater wireless optical communication channel modeling and performance evaluation using vector radiative transfer theory’, *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATION* .

Kaihan, Zhang, Chen Keyu, Yuan Fei & Yi Jinwang [2017], ‘Chirp fsk based on frft for underwater acoustic communication’, *Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC)* .

Kongsberg [2018], ‘Autonomous underwater vehicle, remus 100’.

URL: <https://www.km.kongsberg.com/ks/web/nokbg0240.nsf/AllWeb/D241A2C835DF40B0C1257>

Le, Long Bao, Vincent Lau, Eduard Jorswieck, Ngoc-Dung Dao, Afshin Haghighat, Dong In Kim & Tho Le-Ngoc [2015], ‘Enabling 5g mobile wireless technologies’, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* **2015**(1), 218.

Llor, Jesús & Manuel P. Malumbres [2012], ‘Underwater wireless sensor networks: How do acoustic propagation models impact the performance of higher-level protocols?’, *Sensors* .

Lurton, Xavier [2010], *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*, Springer.

Markit, IHS [2018], ‘Sea-web: The ultimate marine online database’.

URL: <https://ihsmarkit.com/products/sea-web-maritime-reference.html>

Michailow, N., I. Gaspar, S. Krone, M. Lentmaier & G. Fettweis [2012], Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems, *em ‘Proc. Int. Symp. Wireless Communication Systems (ISWCS)’*, pp. 171–175.

Michailow, N., M. Matthé, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, A. Festag & G. Fettweis [2014], ‘Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks’, *IEEE Transactions on Communications* **62**(9), 3045–3061.

Michailow, N., S. Krone, M. Lentmaier & G. Fettweis [2012], Bit error rate performance of generalized frequency division multiplexing, *em ‘Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC Fall)’*, pp. 1–5.

Naval Drones [2018].

URL: <http://www.navaldrones.com/Hydra.html>

- NETO, O. B. [2016], ‘InvestigaÇÃo científica marinha e atividades militares’, *IX Encontro Nacional da Associação Brasileira de Estudos*. .
- NOAA [2018], ‘National oceanic and atmospheric administration’.
URL: <http://www.noaa.gov/>
- of Naval Research, U.S. Office [2018], ‘Ocean acoustics library’.
URL: <http://oalib.hlsresearch.com/Modes/AcousticsToolbox/index.html>
- Porter, Michael B. & Homer P. Bucker [1987], ‘Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields’, *The Journal of the Acoustical Society of America* .
- Qarabi, Parastoo & Milica Stojanovic [2013], ‘Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels’, *IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING* .
- Shyu, Haw-Jye & R. Hillson [2002], Integrating ocean acoustic propagation models and marine mammal auditory models, *em* ‘OCEANS ’02 MTS/IEEE’, Vol. 2, pp. 1078–1084 vol.2.
- Silva, D. D. [2016], ‘SeguranÇa, defesa e cooperaÇÃo marítima – um estudo de caso da cplp.’, *IX Encontro Nacional da Associação Brasileira de Estudos*. .
- Souto, Alberto Diaz [2011], Comparison of OFDM with Single Carrier in high-data rate optical communication systems, Tese de doutorado, Universitat Politècnica de Catalunya. Escola Tècnica Superior d’Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions, 2011 (Enginyeria de Telecomunicació).
- Stojanovic, Milica [2006], ‘Underwater wireless communication: Current achievements and research challenges’, *IEEE* .
- Stojanovic, Milica & James Preisig [2009], ‘Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization’, *IEEE Communications Magazine* .
- Uribe, Carlos & Walter Grote [2009], ‘Radio communication model for underwater wsn’, *International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS)* .
- Urick, Robert J. [1996], *Principles of Underwater Sound*, Peninsula Pub;.
- Wolff, Lars Michael, Sabah Badri-Hoeher & Sebastian Noack [2017], Bitwise ranging through underwater acoustic communication with frequency hopped fsk utilizing the goertzel algorithm, *em* ‘OCEANS 2017-Aberdeen’, IEEE, pp. 1–6.